

**VŠB – Technická univerzita Ostrava**  
**Fakulta elektrotechniky a informatiky**  
**Katedra telekomunikační techniky**

**Využití gyrátoru**  
**Use of the Gyrator**

**2013**

**Jan Škráček**

## Zadání bakalářské práce

Student:

**Jan Škráček**

Studijní program:

B2647 Informační a komunikační technologie

Studijní obor:

2601R013 Telekomunikační technika

Téma:

Využití gyrátoru  
Use of the Gyrator

Zásady pro vypracování:

1. Uveďte definici a vlastnosti gyrátoru. Popište některé obvodové realizace gyrátoru.
2. Zpracujte přehled aplikací gyrátoru.
3. Po dohodě s vedoucím práce proveďte návrh vhodné aplikace s gyrátorem. S využitím školní stavebnice firmy RC.
4. Proveďte vlastnosti zapojení.

Seznam doporučené odborné literatury:

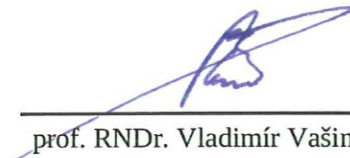
NOVOTNÝ, V. Emulace induktoru pro realizaci aktivních filtrů. *Elektrorevue* [online]. 2003, 1, [cit. 2011-02-09]. Dostupný z WWW: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/03001/index.html>>. ISSN 1213-1539.  
TIETZE, U; SCHENK, C. *Electronic circuits : design and applications*. Berlin : Springer, 1991. 928 s. ISBN 3-540-50608-X.

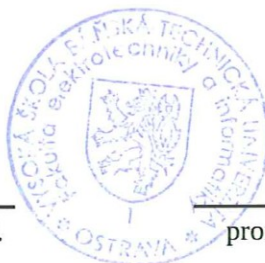
Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.


Vedoucí bakalářské práce: **Dr.Ing. Libor Gajdošík**

Datum zadání: 18.11.2011

Datum odevzdání: 07.05.2013

  
prof. RNDr. Vladimír Vašínek, CSc.  
vedoucí katedry



  
prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.  
děkan fakulty

## Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

Dne: 1. 5. 2013

  
.....  
podpis studenta

## **Poděkování**

Rád bych poděkoval Dr. Ing. Liboru Gajdošíkovi za odbornou pomoc a konzultaci při vytváření této bakalářské práce.

## Abstrakt

Bakalářská práce se zabývá odzkoušením několika obvodových zapojení, ve kterých se nachází gyrátor. V elektronických obvodech využívajících aktivní filtry prověřuji jejich zapojení jako horní a pásmovou propust.

Druhá kapitola je věnována definici gyrátoru, jeho značení a vlastnostem.

Kapitola třetí seznamuje s obvodovými realizacemi gyrátoru a jejich rozdělením.

V další části práce je uveden popis, co je elektrický filtr, jejich rozdělení a aktivní prvky vhodné pro jejich realizaci.

Kapitola č. 5 popisuje několik funkčních bloků použitých v praktické části.

Šestá kapitola se zabývá praktickou částí, která je zaměřena na zapojení čtyř různých obvodů obsahující gyrátor v kombinaci se zapojením horní a pásmové propustí. Zde se zjišťuje, zda jsou zapojení funkční a jaké jsou parametry všech čtyř měřených obvodů.

Poslední kapitola vyhodnocuje výsledky měření a určuje obvod s nejlepšími parametry. Jsou zde porovnávány vypočtené hodnoty mezních frekvencí a simulované frekvenční charakteristiky se skutečně naměřenými.

## Klíčová slova

Imitanční invertor, impedanční převodník, aktivní filtry, proudový konvektor, transkonduktanční operační zesilovač, syntetický induktor, riordanovo zapojení

## **Abstract**

This thesis deals with the testing of several circuit diagram with gyrator in use. In the electronical circuits using active filters has been verified and tested the involvement of the high-pass and band-pass filter.

The second chapter is devoted to the definition of gyrator, his markings and features.

The third chapter introduces the gyrator circuit implementations and their distribution.

In the next section of thesis has been described what the electric filter is, their distribution and active components suitable for their implementation.

Chapter five describes several functional blocks used in the practical part.

The sixth chapter deals with the practical part which is focused on the involvement of four different gyrator circuits in combination with the high-pass and band-pass filters involvement. There is determined whether the circuits are working and what are the parameters of all four measurements.

The last chapter evaluates the results of measurements and determines the circuit with the best parameters. There are compared the calculated cut-off frequencies and simulated frequency characteristics with practically measured.

## **Key words**

Immittance inverter, impedance converter, active filters, current conveyor, operational transconductance amplifier, synthetic inductor, riordan circuit

## Seznam použitých symbolů

Symbol	Jednotky	Význam symbolu
<b>Au</b>	dB	Napěťové zesílení
<b>Ad</b>	dB	Zesilovací činitel
<b>C</b>	F	Kapacita
<b>C<sub>Z</sub></b>	F	Zatěžovací kapacita na výstupu
<b>F</b>		Výsledná přenosová funkce
<b>f</b>	Hz	Frekvence
<b>f<sub>0</sub></b>	Hz	Mezní frekvence
<b>f<sub>01</sub></b>	Hz	Dolní mezní frekvence
<b>f<sub>02</sub></b>	Hz	Horní mezní frekvence
<b>g</b>	S	Gyrační vodivost
<b>G</b>	S	Elektrická vodivost
<b>I<sub>1</sub></b>	A	Vstupní proud
<b>I<sub>2</sub></b>	A	Výstupní proud
<b>k</b>		Konstanta inverze
<b>L</b>	H	Indukčnost
<b>L<sub>ekv</sub></b>	H	Simulování vstupní indukčnosti
<b>n</b>		Řád filtru
<b>R</b>	Ω	Elektrický odpor
<b>Q</b>		Činitel jakosti
<b>U</b>	V	Napětí
<b>U<sub>1</sub></b>	V	Vstupní napětí
<b>U<sub>2</sub></b>	V	Výstupní napětí
<b>ΔU<sub>OUT</sub></b>	V	Rozdíl mezi výstupním napětím a zemí
<b>ΔU<sub>d</sub></b>	V	Rozdíl mezi napětím na neinvert. a invert. vstupu
<b>U<sub>+</sub></b>	V	Napětí na neinvert. vstupu
<b>U<sub>-</sub></b>	V	Napětí na invert. vstupu
<b>X<sub>L</sub></b>	Ω	Indukční reaktance
<b>X<sub>C</sub></b>	Ω	Kapacitní reaktance
<b>Z</b>	Ω	Impedance

$\mathbf{Z_{inp}}$	$s^{-1}$	Vstupní impedance
$\mathbf{\Pi}$	S	Ludolfovo číslo
$\mathbf{Y}$	$\Omega$	Admitance
$\omega$	s	Úhlový kmitočet
$\tau$		Časová konstanta



## Seznam použitých zkratk

Zkratka	Anglický význam	Český význam
<b>ARC</b>	Active RC filter	Aktivní filtr RC
<b>FDNR</b>	Frequency dependent negative resistance	Frekvenčně závislý negativní odpor
<b>IO</b>	Integrated circuit	Integrovaný obvod
<b>OTA</b>	Operational transconductance amplifier	Operační transkonduktanční zesilovač
<b>VCCS</b>	Voltage controlled current source	Zdroj proudu řízený napětím Zdroj napětí řízený proudem
<b>CCVS</b>	Current controlled voltage source	
<b>DISO</b>	Differential input, single output	Symetrický vstup, nesymetrický výstup
<b>OZ</b>	Operational amplifier	Operační zesilovač

---

# Obsah

1	Úvod.....	1
2	Definice gyrátoru.....	2
2.1	Vlastnosti.....	3
3	Obvodové realizace gyrátoru.....	4
3.1	Rozdělení.....	4
3.1.1	Realizace antiparalelním spojením měničů .....	5
3.1.2	Kaskádní realizace gyrátorů .....	6
3.1.3	Simulace rezonančního obvodu LC gyrátory a seskupením cívek .....	6
4	Elektrické filtry.....	7
4.1	Základní parametry filtrů.....	7
4.2	Vlastnosti a rozdělení .....	7
4.3	ARC filtry.....	9
5	Funkční bloky.....	10
5.1	Operační zesilovače.....	10
5.2	Proudové konvejory .....	11
5.3	Transkonduktanční zesilovače (OTA).....	11
5.4	Syntetický induktor .....	12
6	Aplikace s gyrátory .....	14
6.1	Měřené obvody.....	14
6.1.1	Gyrátor s dvěma OZ (zapojení č. 1) .....	15
6.1.2	Riordanův obvod (zapojení č. 2) .....	16
6.1.3	Gyrátor jako syntetický induktor (zapojení č. 3).....	16
6.1.4	Gyrátor s transkonduktačním zesilovačem (zapojení č. 4).....	18
7	Výsledky měření.....	19
7.1	Výsledky zapojení č. 1 .....	20
7.2	Výsledky zapojení č. 2 .....	24
7.3	Výsledky zapojení č. 3 .....	27
7.4	Výsledky zapojení č. 4 .....	31
8	Závěr.....	37
	Použitá literatura .....	38
	Seznam příloh.....	XL

---

# 1 Úvod

V dnešní době jsou na frekvenční filtry kladeny požadavky na levnou a nenáročnou výrobu, malé rozměry, lepší vlastnosti, které dokážou pracovat i v oblasti vysokých kmitočtů. Proto se stále více začínají využívat obvodová řešení obsahující aktivní prvky. Takovýmto filtrům se říká ARC filtry nebo-li aktivní filtry obsahující aktivní prvky jako je gyrátor, operační zesilovače, proudový konvektor nebo transkonduktační operační zesilovač.

Při realizaci pasivních filtrů RLC je největší problém s kvalitou, rozměry, magnetickým rušením a cenou cívek. Proto se cívky nahrazují funkčními bloky. Výhodou je jednoduchá přeladitelnost změnou hodnot rezistorů a kondenzátorů, velmi dobrá vstupní a výstupní impedance, dovolující kaskádní řazení filtrů. Jako nevýhoda může být externí napájení aktivních prvků, což je malá nevýhoda v porovnání s jejich výhodami.

Úkolem mé bakalářské práce je nahradit v pasivních filtrech část s cívkou a simulovat ji pomocí gyrátoru. Gyrátor dokáže transformovat jednu impedanci v jinou například kapacitu na indukčnost. Na jeho realizaci stačí dva OZ nebo speciální funkční bloky. Po připojení kondenzátoru na zátěž gyrátoru dostaneme obvod, který se na svém vstupu jeví, jako cívka, čehož využiji v mé práci.

Postupně se realizují a proměří čtyři různá zapojení s gyrátorem, výpočtem se určí velikosti součástek, aby bylo možno simulovat různě velké indukčnosti. U všech obvodů se porovná, jak se liší teoretická mezní frekvence simulovaná v programu SNAP s hodnotou změřenou prakticky. Výsledkem je jednotlivá zapojení porovnat při různých hodnotách simulované cívky a určit nejlepší z nich.

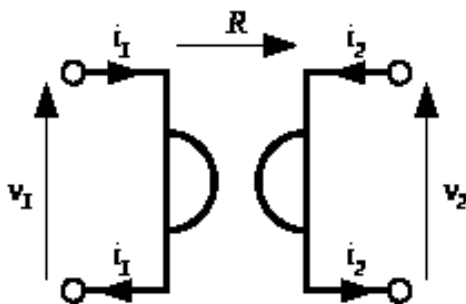
---

## 2 Definice gyrátoru

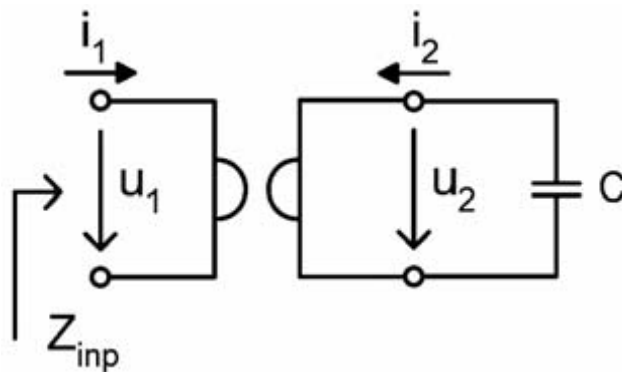
Nejprve si definujeme co to je gyrátor a jaké základní vlastnosti má. V další kapitole bude popsána obvodová realizace gyrátoru a přehled aplikací, v kterých se gyrátor využívá.

Gyrátor je pasivní, lineární, bezeztrátový dvojbran nazývaný také jako imitanční invertor nebo impedanční převodník (můžete tedy invertovat jak impedanci, tak admitanci). Při kapacitní zátěži má jeho vstupní impedance indukční charakter (kladný fázový posun mezi napětím a proudem) [4]. Jeho hlavním využitím je transformace jedné impedance v jinou. Například kapacitu na indukčnost (obrázek č. 2.2), odpor na kapacitu apod. Schématickou značku můžeme vidět na obrázku č. 2.1.

Používá se nejčastěji v aktivních filtrech k simulaci a náhradě indukčností v případě, kdy nám překážejí negativní vlastnosti cívky (nelinearity, magnetické rušení).

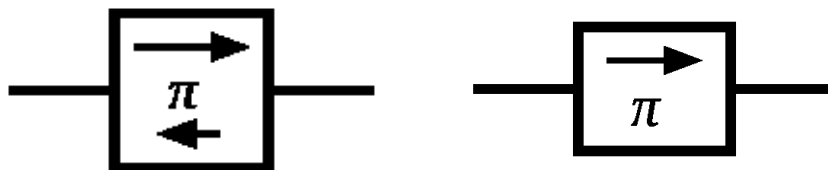


Obrázek 2.1: Schématická značka gyrátoru (převzato z [13])



Obrázek 2.2: Simulace indukčnosti (převzato z [10])

Dvě verze symbolu na obrázku č. 2.3 používá k reprezentaci gyrátoru v single-line diagramech. Fázový posun  $180^\circ$  nastává pro signály procházející ve směru šipky (nebo delší šipky), bez fázového posunu v opačném směru [13].



Obrázek 2.3: Další možnosti značení gyrátoru (převzato z [13])

---

## 2.1 Vlastnosti

Gyrátor bývá nejčastěji symetrický, má všechny gyrační vodivosti stejné  $g_1 = g_2 = g$ . Důkaz transformace mezi impedancemi kondenzátoru a indukčnosti je ukázán v rovnici (2.1).

$$Z_{inp} \Big|_{Z_z = \frac{1}{sC}} = k \cdot sC = sL_{ekv}, \quad (2.1)$$

kde  $Z_{inp}$  je vstupní impedance při impedanci kapacitní zátěže  $Z_z = 1/sC$ ,  $s = j\omega$  ( $\omega$  je úhlový kmitočet),  $C$  je kapacita zátěže,  $k$  je konstanta inverze a  $L_{ekv}$  je simulovaná vstupní indukčnost [10].

Gyrátor je tedy využíván k náhradě klasických cívek (simulace cívky – syntetický induktor). Simulace induktoru na vstupu, kapacitorem na zátěži je definováno operačními parametry (odpory  $R$  nebo duálně vodivostmi  $g$ ).

$$U_2 = R_1 \cdot I_1, \quad U_1 = -R_2 \cdot I_2 \quad (2.2)$$

$$U_2 = \frac{1}{g_1} \cdot I_1, \quad U_1 = -\frac{1}{g_2} \cdot I_2, \quad (2.3)$$

kde  $U_1$  a  $U_2$  jsou vstupní a výstupní napětí,  $I_1$  a  $I_2$  vstupní a výstupní proudy a  $R_1$ ,  $R_2$  ( $g_1$ ,  $g_2$ ) jsou gyrační odpory (vodivosti). Vztahy (2.2) a (2.3) se nazývají impedanční (admitanční) rovnice gyrátoru a platí pro ideální gyrátor [11].

Vstupní impedance na vstupní bráně je dána vztahem:

$$Z_{inp} = pR_1R_2C_z = pL_{ekv},$$

kde  $Z_{inp}$  je vstupní impedance,  $p = j\omega$ ,  $R$  jsou gyrační odpory a  $C_z$  a  $L_{ekv}$  jsou zatěžovací kapacita výstupu a jí odpovídající simulační indukčnost na vstupu.

Ze vztahu (2.1) vyplývá, že vstupní impedance má ryze induktivní charakter a simulovaná indukčnost je určena velikostí kapacity a gyračních odporů (vodivostí).

V praxi se lépe realizuje zemněný gyrátor, protože plovoucí je příliš nákladný [4].

---

## 3 Obvodové realizace gyrátoru

### 3.1 Rozdělení

V podstatě lze realizační metody gyrátoru rozdělit do čtyř skupin [3]:

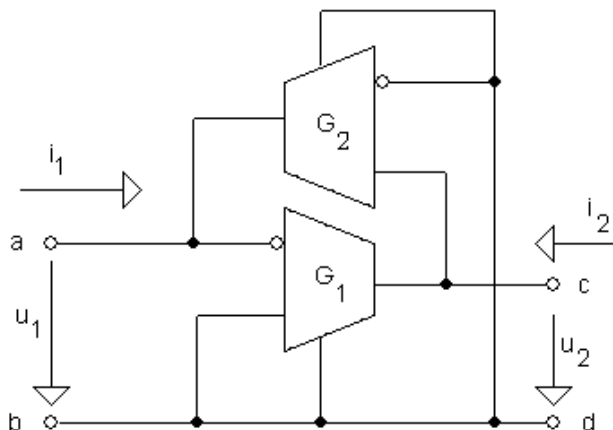
a) s použitím IMNP nebo IMPN, které jsou realizovány tranzistorovými zesilovači s diskretními tranzistory nebo integrovanými zesilovači.

b) založené na kaskádním spojení článku T nebo  $\pi$  s některými zápornými odpory a impedančního konvertoru. Obecněji lze říct, že jde o realizaci gyrátoru kaskádním spojením afinoru (invertoru) a imitančního konvertoru. Invertor může být realizován článkem T nebo  $\pi$ .

c) založená na odporové síti a operačních zesilovačích. Odporová síť vytváří různé kombinace propojení dvou operačních zesilovačů.

d) zesilovači s kombinovanou proudovou a napěťovou zpětnou vazbou

Jedno z možných realizací gyrátoru je se dvěma antiparalelně zapojenými řízenými zdroji VCCS na obrázku č. 3.1 [4].



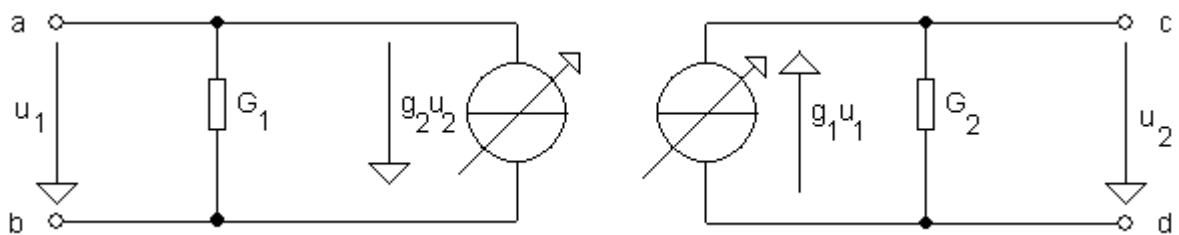
Obrázek 3.1: Gyrátor s řízenými zdroji

U reálného gyrátoru, uvažujme gyační vodivosti kmitočtově závislé

$$g(\omega) = \frac{g}{1 + \rho\tau}, \quad \tau = \frac{1}{\omega_m} \quad (3.1)$$

Model doplníme o parazitní ztrátové vodivosti ( $G_1$ ,  $G_2$ ) a zavedeme činitel jakosti gyrátoru. Činitel jakosti zohledňuje vliv parazitních prvků  $G_1 > 0$  a  $G_2 > 0$  následujícím vztahem:

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g_1 g_2}{G_1 G_2}} \quad (3.2)$$



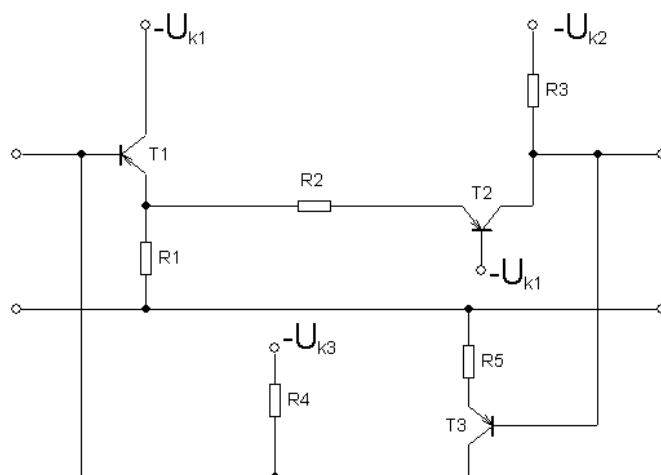
Obrázek 3.2: Model reálného gyrátoru

Gyrátor můžeme také realizovat i s jinými funkčními bloky. Např. Riordanovo zapojení s dvěma operačními zesilovači, které budu proměřeno v praktické části obrázek 6.4, nebo existuje jako integrovaný obvod OTA, jenž budu také měřen (obrázek č. 6.6).

Využití gyrátorů k simulaci částí (podobvodů) filtrů je souhrnně uvedeno v příloze A. Poznamenejme, že zde velmi záleží na orientaci bran gyrátorů (znázorněnou tečkami). Záměnou obvod nepracuje, jak je požadováno [4].

### 3.1.1 Realizace antiparalelním spojením měničů

Jednoduché zapojení gyrátoru, založené na antiparalelním zapojení tranzistorů. Měniče nejsou ideální, protože jsou realizovány jednoduchými tranzistorovými zesilovači. V zapojení na obrázku č. 3.3 nejsou podrobně nakresleny napájecí obvody tranzistorů zesilovačů, napájecí napětí jsou označena příslušnými symboly.



Obrázek 3.3: Realizace gyrátoru antiparalelním spojením ideálních měničů napětí v proud

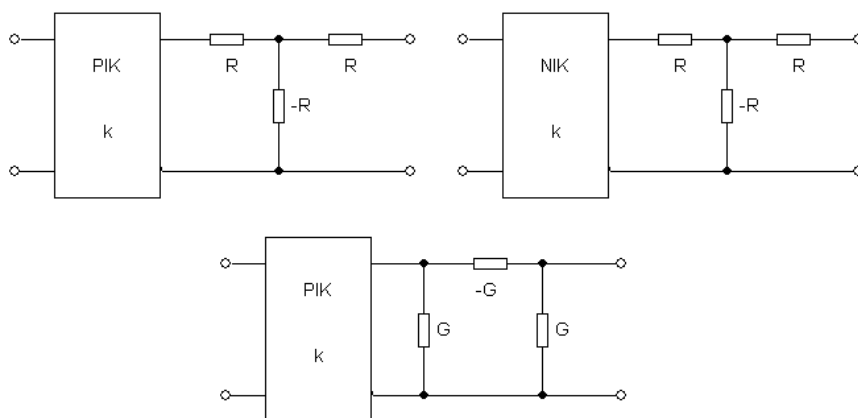
Hlavním nedostatkem tohoto zapojení jsou velké ztrátové vodivosti, způsobené především pracovními odpory kolektorů tranzistorů  $T_2$ ,  $T_3$  [3].

Jakost gyrátoru vyjadřujeme vztahem

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{a_{12}a_{21}}{a_{11}a_{22}}} = \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11}y_{22}}} = \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{11}z_{22}}} \quad (3.3)$$

### 3.1.2 Kaskádní realizace gyrátorů

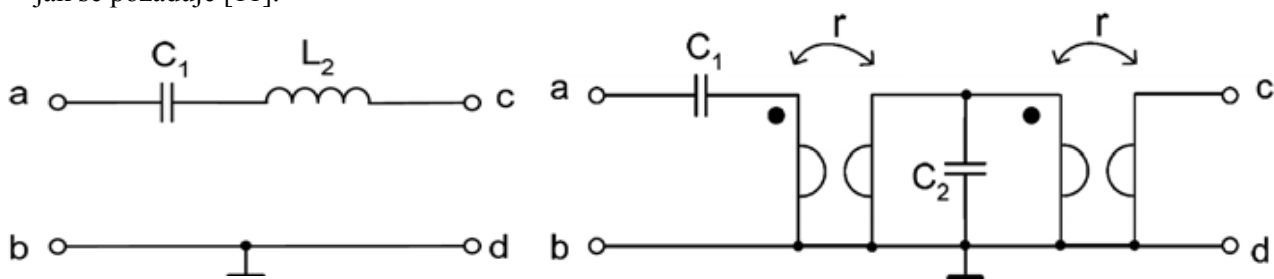
Princip kaskádní realizace gyrátorů afinorem a konvertorem je nakreslen na obrázku č. 3.4. V našem případě je afinorem ideální invertor [3].



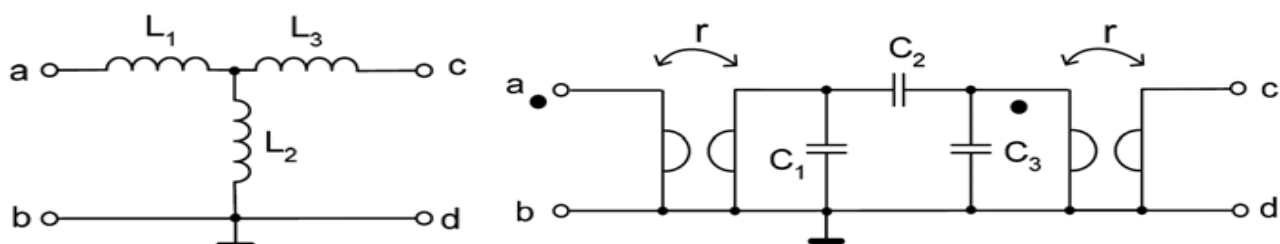
Obrázek 3.4: Kaskádní realizace gyrátoru kaskádním spojením impedančního konvertoru afinorem

### 3.1.3 Simulace rezonančního obvodu LC gyrátory a seskupením cívek

K náhradě plovoucí cívky je vhodnější použít dvou zemněných gyrátorů, než jednoho nezemněného. Dvěma zemněnými gyrátory lze lépe simulovat plovoucí sériový rezonanční obvod  $C_1L_2$  z obrázku č. 3.5a nebo i seskupení cívek na obrázku č. 3.6a. Na obrázku č. 3.5b a 3.6b je znázorněna simulace těchto dvou zapojení. Mění se zde topologie zapojení odpovídajících  $L$  a  $C$ . Podobným způsobem vznikne  $\Pi$ -článek induktorů nebo  $T$ -článek (půl článek) dvou induktorů. Záleží zde velmi na orientaci bran gyrátorů (znázorněnou tečkami), záměnou orientace obvod nepracuje tak, jak se požaduje [11].



Obrázek 3.5: Simulace rezonančního obvodu LC gyrátory; a) Plovoucí rezonanční obvod, b) Náhrada dvěma zemněnými gyrátory (převzato z [10])



Obrázek 3.6: Simulace seskupení cívek (a) dvěma zemněnými gyrátory (b), (převzato z [10])



---

## 4 Elektrické filtry

Jak bylo zmíněno v předchozích kapitolách, gyrátor se používá u aktivních filtrů, proto bych rád uvedl v této kapitole základní teoretické informace o filtrech a aktivních filtrech. V další kapitole se zmíním o funkčních blocích, jako jsou proudové konvejory, OTA a syntetické induktory.

### 4.1 Základní parametry filtrů

#### Řád filtru

Určuje, s jakou strmostí se mění přenosová funkce filtru z propustného do nepropustného pásma a naopak. Čím vyšší je řád filtru, tím víc se blíží charakteristika ideálnímu filtru a zvyšuje se potlačení přenosu v nepropustném pásmu. S rostoucím řádem roste i cena filtru, proto je dobré volit co nejnižší řád filtru, ale je potřeba zachovat požadované potlačení přenosu v nepropustném pásmu.

#### Mezní kmitočet

Je to kmitočet, při kterém poklesne přenos o 3dB. Tento kmitočet můžeme měnit pomocí součástek C a R v obvodu a tím dojde k posunu modulové a fázové charakteristiky beze změn jejich tvaru.

#### Tranzitní kmitočet

Je kmitočet, při kterém je rozdílové zesílení rovno 1. Tranzitní frekvence tedy definuje šířku pásma přenosu operačního zesilovače. Někdy se místo tranzitního kmitočtu udává parametr UGB (Unity Gain Bandwidth - šířka pásma při jednotkovém zesílení), který má shodný význam.

#### Jakost filtru

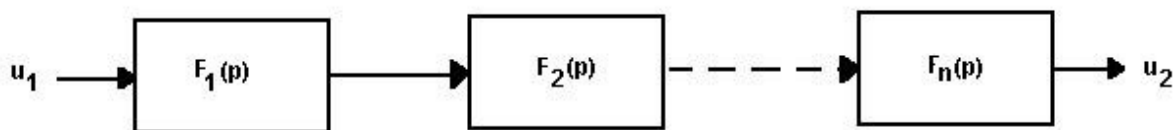
Činitel jakosti udává míru ztrát v rezonančním obvodu. Čím vyšší Q, tím menší ztráty. U cívek je nositelem ztrát zejména odpor vodiče, kterým je navinutý. U kondenzátorů určují Q hlavně dielektrické ztráty použitého dielektrika.

### 4.2 Vlastnosti a rozdělení

Filtr je obvod, který propouští signál v určitém pásmu frekvence, zatímco signály ostatních frekvencí jsou potlačovány. Ideální filtr má ostrý zlom amplitudové charakteristiky a maximální strmost poklesu na okraji propustného kmitočtového pásma.

Aktivní filtry jsou tvořeny aktivními prvky. Převážně se jako aktivní prvky používají operační zesilovače (OZ). Dosažitelná kmitočtová oblast je shora omezená použitým OZ (v praxi 1 MHz), zdola není použití aktivních filtrů omezeno. Výhodou aktivních filtrů je, že k jejich konstrukci nejsou použity cívky. Další výhodou je velmi dobrá vstupní a výstupní impedance, což dovoluje kaskádní řazení filtrů [9].

Pro kaskádní řazení obrázek č. 4.1, platí  $F(p) = F_1(p) * F_2(p) * \dots * F_n(p)$ , kde  $F_1$  až  $F_n$  jsou přenosové funkce jednotlivých článků,  $n$  je počet článků v kaskádě a  $F$  je výsledná přenosová funkce [17].



Obrázek 4.1: Kaskádní řazení (převzato z [17])

Sestavení aktivních filtrů je možné dvěma způsoby. První je za použití jednoho OZ a vícesmyčkové RC zpětné vazby. Návrh je poměrně náročný a mohou vzniknout problémy při realizaci s přesným nastavením. Druhý způsob je řazení filtrů s jednoduchými přenosovými funkcemi, což je snadnější než první způsob.

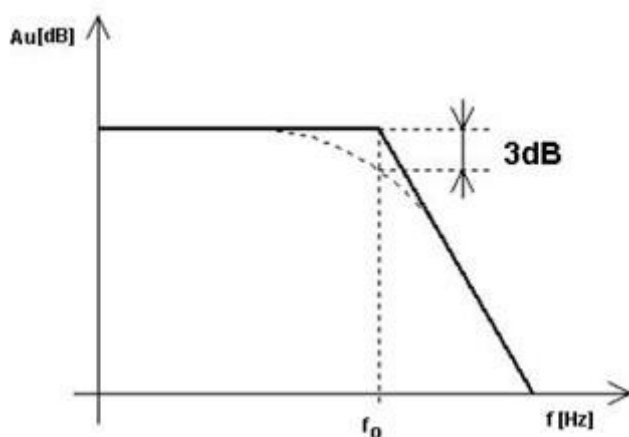
Základní typy filtrů z hlediska (převzato [4]):

**1) přenosových vlastností:**

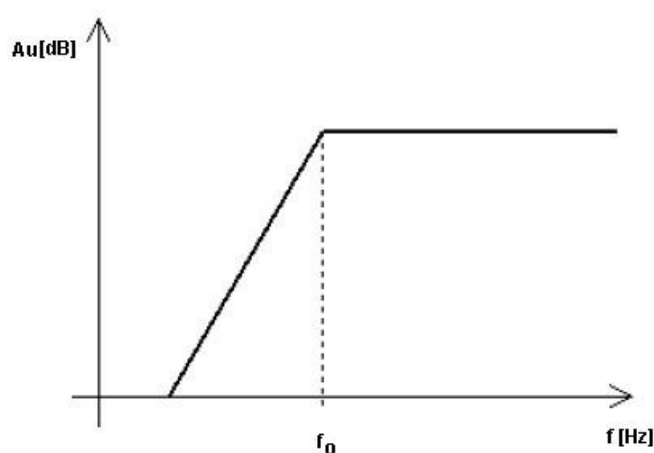
- dolní propust (obrázek č. 4.2)
- horní propust (obrázek č. 4.3)
- pásmová propust (obrázek č. 4.4)
- pásmová zádrž (obrázek č. 4.5)
- nepropustný (fázovací) dvojbran

**2) použitých prvků**

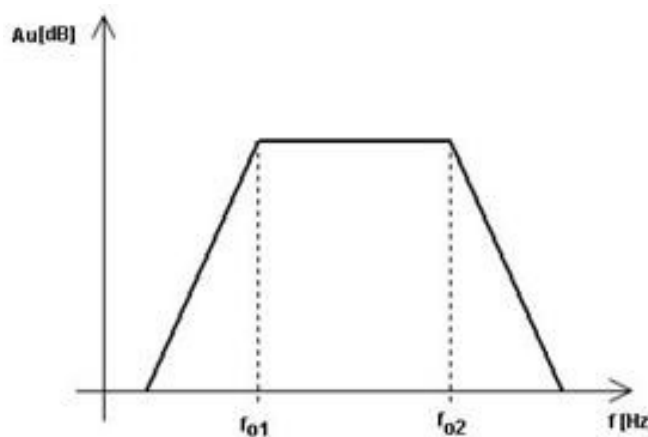
- pasivní filtry RC (resp. RLC)
- pasivní filtry LC
- aktivní filtry RC
  - se standardními operačními zesilovači
  - se zvláštními typy OZ
  - s ideálními zesilovači napětí
- filtry RC s funkčními bloky
  - s impedančními invertory a gyrátory
  - s impedančními konvertory
  - s proudovými konvejsory
  - aktivní filtry R
- filtry se syntetickými prvky
- filtry se spínanými kapacitami
- filtry s povrchovou vlnou
- filtry s piezoelektrickými rezonátory



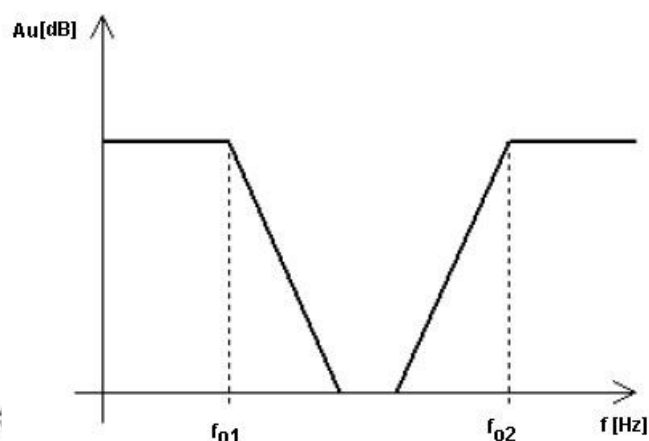
Obrázek 4.2: Dolní propust



Obrázek 4.3: Horní propust

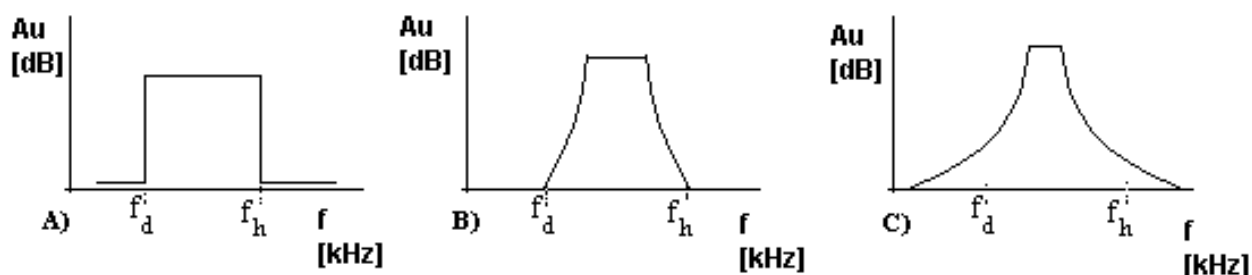


Obrázek 4.4: Pásmová propust



Obrázek 4.5: Pásmová zadrž

Rozdíl mezi pasivním a aktivním filtrem je vidět na obrázku č. 4.6. Na obrázku jsou znázorněny rozdíly v strmosti obou druhů filtrů. Na obrázku č. 4.6a je zobrazena strmost ideálního filtru. Té přirozeně nelze v praxi dosáhnout. Na obrázku č. 4.6b je strmost vysoká. Jedná se o charakteristiku aktivního filtru realizovaného pomocí speciálních zpětnovazebních obvodů s OZ. Nejjednodušší filtry lze sestavit pomocí základních RLC součástek. Mluvíme pak o pasivních filtrech (obrázek č. 4.6c) [16].



Obrázek 4.6: Ukázky strmostí různých typů filtrů

### 4.3 ARC filtry

Při realizaci RLC filtrů pro nízké kmitočty jsou největší problémy s kvalitou, rozměry a cenou cívek. Proto se pro nízké kmitočty nahrazují ARC filtry, což znamená aktivní filtr RC. Cívky se nahradí aktivními prvky např. operačními zesilovači. Vlastnosti těchto filtrů jsou podobné jako u RLC, ale jejich využití je v kmitočtovém pásmu 0,1 MHz – 10 MHz. Výhodou je jednoduchá přeladitelnost změnou hodnot rezistorů a kondenzátorů. Jako nevýhodu můžeme považovat externí napájení aktivních prvků [14].

Nahradit cívku lze dvěma základními způsoby. První způsob spočívá v nahrazení cívky obvodem jako dvojpól, který se mezi určitými svorkami chová jako cívka. Druhým způsobem je nepřímá náhrada cívky pomocí transformace výchozího RLC obvodu na podobně se chovající strukturu RCD, která indukční prvek neobsahuje, ale potřebuje syntetický prvek D – dvojný kapacitor [9].

## 5 Funkční bloky

Dalšími často používanými funkčními prvky kromě gyrátoru jsou zesilovače. Bývaly realizovány z diskretních součástek, ale v dnešní době se využívají jako integrované obvody, jedno či více stupňové tranzistorové zesilovače a operační zesilovače (OZ) s napětěvou nebo proudovou zpětnou vazbou. Také transkonduktanční zesilovače nebo speciální bloky jako jsou proudové konvejory a syntetické induktory. V této kapitole bude seznámení právě s nimi.

### 5.1 Operační zesilovač

Je to stejnosměrný zesilovač s velkým zesílením a malým vlastním rušením, schopný pracovat v uzavřené zpětnovazební smyčce. Většinou má souměrný diferenční vstup, jehož dvě svorky se nazývají invertující (-) a neinvertující (+) vstup a jednu výstupní svorku.

Napětí přivedené na neinvertující vstup vyvolá na výstupu napětí stejné polarity, pokud přivedeme napětí na invertující vstup, dostaneme na výstupu napětí opačné polarity. Všechna vstupní i výstupní napětí OZ jsou vztažena k zemní svorce, která je připojena na společnou zem dvou zdrojů souměrných napájecích napětí (obrázek č. 5.1). Zesilovač s diferenčním vstupem zesiluje rozdílové vstupní napětí přivedené mezi jeho vstupy.

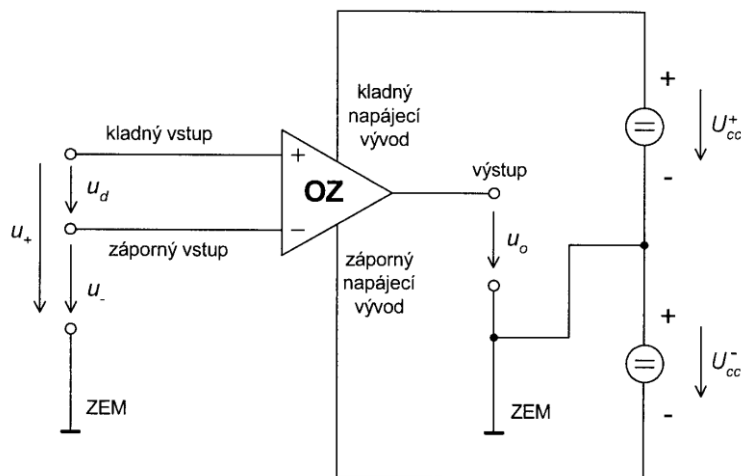
OZ je určen především pro použití v uzavřené zpětnovazební smyčce, a proto je důležitou součástí jeho zapojení obvod zpětné vazby. Tento může být sestaven z pasivních i aktivních součástek a jeho struktura určuje funkci, kterou OZ v daném obvodu zajišťuje.

Kmitočtová charakteristika univerzálního OZ je totožná s frekvenční charakteristikou dolní propusti. Při kmitočtech signálu vyšším jak je mezní kmitočet OZ [5].

Zesílení rozdílového signálu může být vyjádřeno vztahem

$$A_d = \frac{\Delta U_{out}}{\Delta U_d} = \frac{\Delta U_{out}}{\Delta U_+ - U_-} \quad (5.1)$$

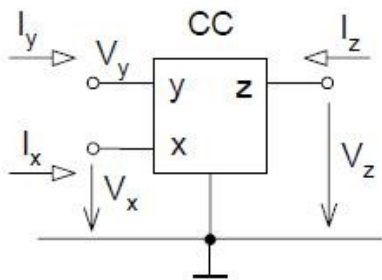
U reálných zesilovačů leží v rozsahu 80 – 100 dB, nazývá se vlastním zesílením (bez zpětné vazby).



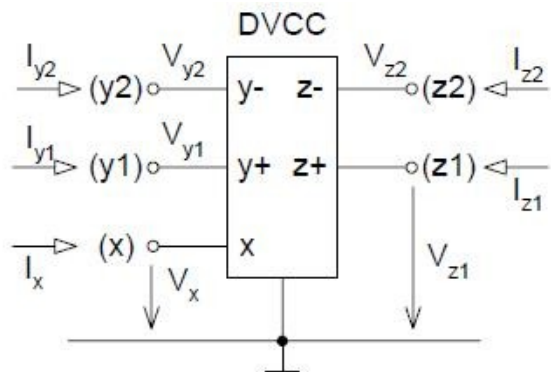
Obrázek 5.1: Symbolická značka rozdílového OZ (převzato z [5])

## 5.2 Proudové konvejory

V oblasti mobilní a bezdrátové komunikace se stále častěji objevují požadavky na plně integrované kmitočtové filtry pracující v oblasti vysokých kmitočtů. Mezi další nároky na funkční bloky patří jejich nízké napájecí napětí a nízká spotřeba. Z tohoto důvodu jsou hledána nová obvodová řešení s klasickými ale i netradičními aktivními prvky. Poprvé je představili Smith a Sedra v roce 1968. V současné době se jedná o velmi atraktivní prvek a předpokládá se jeho široké využití v oblasti zpracování vysokofrekvenční signálů. Dva nejpoužívanější proudové konvejory jsou tříbranové (obrázek č. 5.2) a pětibranové (obrázek č. 5.3), ale existují i např. osmibranové konvejory [12],[4].



Obrázek 5.2: Tříbranový konvektor  
(převzato z [4])



Obrázek 5.3: Pětibranový konvektor  
(převzato z [4])

Zobecněný proudový konvektor, lze popsat rovnicemi

$$u_x = u_y, i_y = 0, i_z = i_x \quad (5.2)$$

Reálné proudové konvejory mají lepší kmitočtové vlastnosti než běžné operační zesilovače. Používají se také v ARC filtrech v proudovém módu.

Nejnovější typy vícebranových konvektorů mají širší využití a netradiční aplikace v proudovém módu. Jedním s nejvhodnějším typem je pětibranový proudový konvektor s diferenčním napěťovým vstupem a vyváženým proudovým výstupem DVCC na obrázku č. 5.3.

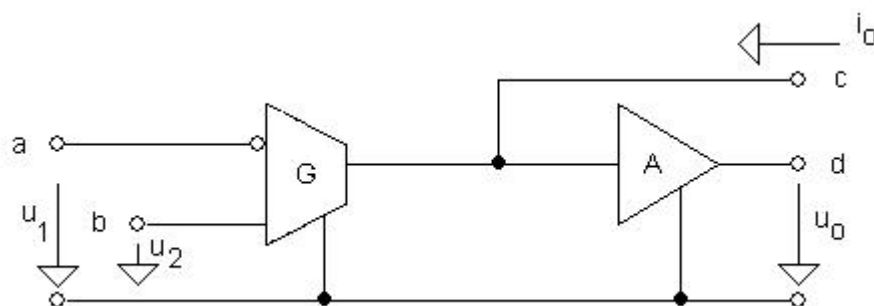
## 5.3 Transkonduktanční zesilovače (OTA)

Jsou to zdroje proudu řízené diferenčním napětím (VCCS-DISO), popsané vztahem

$$i_{out} = Y_T (u_2 - u_1) \quad (5.3)$$

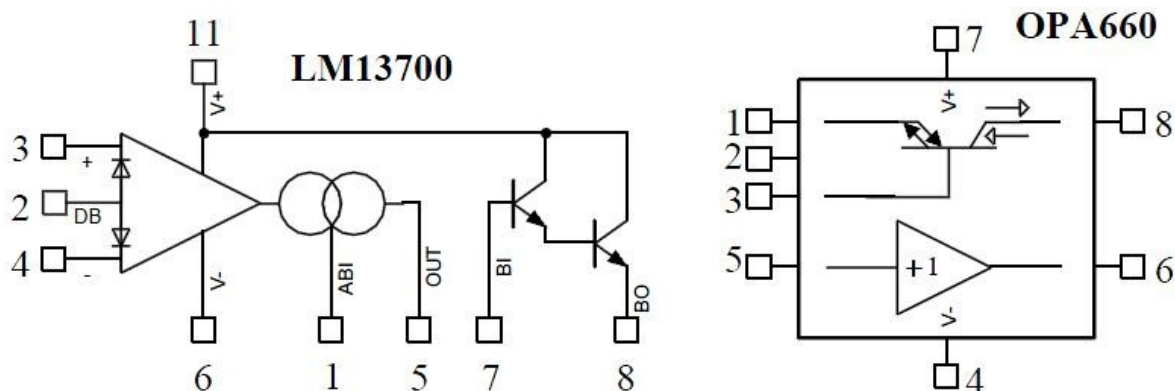
Parametr  $Y_T$  představuje přenosovou impedanci, nebo v určitém pásmu pouze kmitočtově nezávislou vodivost  $G_T$ . Hodnotu  $G_T$  můžeme měnit pomocným řídicím ss proudem v integrovaných verzích OTA. Díky tomu můžeme elektronicky nastavovat parametry nebo přelaďovat navrhované filtry ARC.

Prvním typem integrované verze OTA byl RCA 3140. Integrovaný obvod se skládá ze dvou obvodů, které je možné používat i odděleně. Složený ze zdroje proudu řízeného napětím (VCCS-DISO) a napěťového zesilovače (VCVS-SISO), pracují v širokém frekvenčním rozsahu. Proto se tento typ označuje také jako IO se sdruženými zdroji. Na obrázku č. 5.4 je blokové schéma OTA.



Obrázek 5.4: *Blokové schéma OTA*

Obvody LM13700 a OP660 na obrázku č. 5.5 jsou ukázkou moderního typu OTA. Jejich využití je převážně v oblasti videa, ale dají se použít i ke konstrukci vysokofrekvenčních ARC filtrů [4].



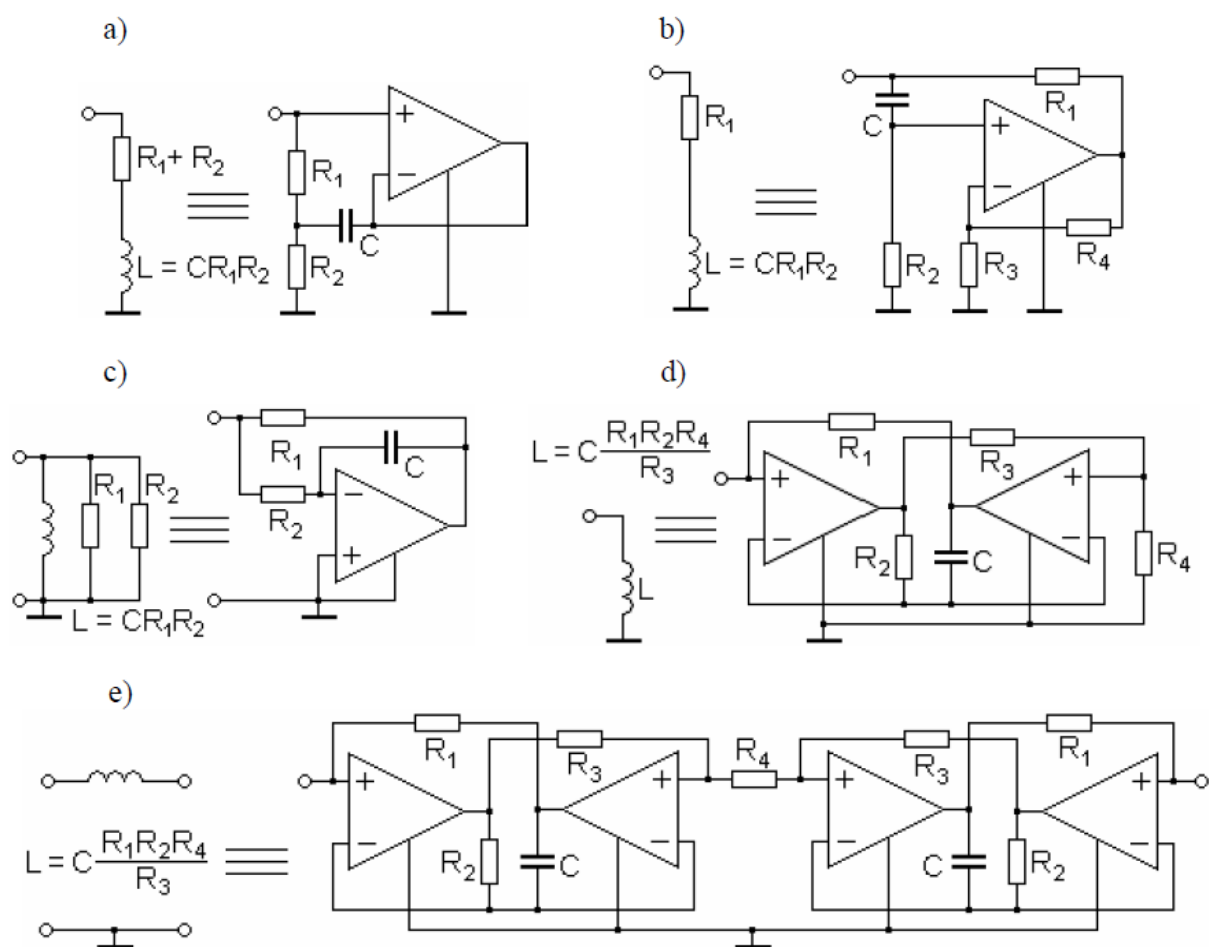
Obrázek 5.5: *Moderní OTA (převzato[8])*

## 5.4 Syntetický induktor

Je to aktivní funkční prvek chovající se na vstupních svorkách jako cívka. Můžeme je rozdělit z pohledu ztrátovosti na ztrátové a bezztrátové. Ztrátové syntetické induktory se snadněji realizují, pomocí jednoho aktivního bloku, kondenzátoru a dvou rezistorů. Bezeztrátové mají složitější zapojení. Lze je také dělit na zemněné a plovoucí. Zemněné syntetické induktory se snadněji realizují. Nevýhodou syntetických cívek je rozsah použitelnosti, který je omezený a kmitočtově závislá indukčnost. Kmitočtové charakteristiky syntetických bloků a ekvivalentních obvodů nejsou zcela totožné. Aktivní prvky nejsou ideální, mají konečné zesílení a nezesilují v celém kmitočtovém rozsahu, mají pevně stanovený tranzitní kmitočet. Nemají nekonečně velký vstupní odpor a nulový výstupní odpor [8].

Jednodušší obvody (obvykle s jedním OZ) realizují ztrátové uzemněné syntetické induktory, viz např. Prescottův syntetický induktor s nízkým činitelem jakosti  $Q_L$  z obrázku č. 5.6a.

Obvod s vyšším činitelem jakosti  $Q_L$  je zobrazen na obrázku č. 5.6b. Existuje i syntetický induktor s paralelním  $R_L$  (obrázek č. 5.6c). Složitější zapojení (obvykle se dvěma OZ) umožňují realizovat teoreticky ideální bezztrátové uzemněné syntetické induktory (obrázek č. 5.6d). Obtížnější je realizace neuzemněných induktorů, protože je na to potřeba zdvojení předchozích obvodů (obrázek č. 5.6e). Několik ztrátových induktorů lze chápat jako plovoucí, ale obvykle nejsou oddělitelné jako naprosto nezávislý neuzemněný dvojpól (obrázek č. 5.6a) [11].



Obrázek 5.6: Schéma syntetických induktorů : a) uzemněný sériově ztrátový induktor – Prescottův – s nižším  $Q_L$ , b) uzemněný ztrátový induktor s vyšším  $Q_L$ , c) ztrátový syntetický induktor s paralelním  $RL$ , d) uzemněný bezztrátový induktor, e) plovoucí bezztrátový induktor (převzato z [11])

## 6 Aplikace s gyrátory

V této části se budeme věnovat praktické části práce. Úkolem je zapojit 4 různá zapojení obsahující gyrátor. Navrhnout hodnoty součástek, tak aby byly funkční v co největším frekvenčním rozsahu a měly nejlepší parametry. Výsledkem bude ověření, že všechna tato zapojení fungují a nalezení nejvhodnějšího zapojení pro využívání gyrátoru v náhradních obvodech.

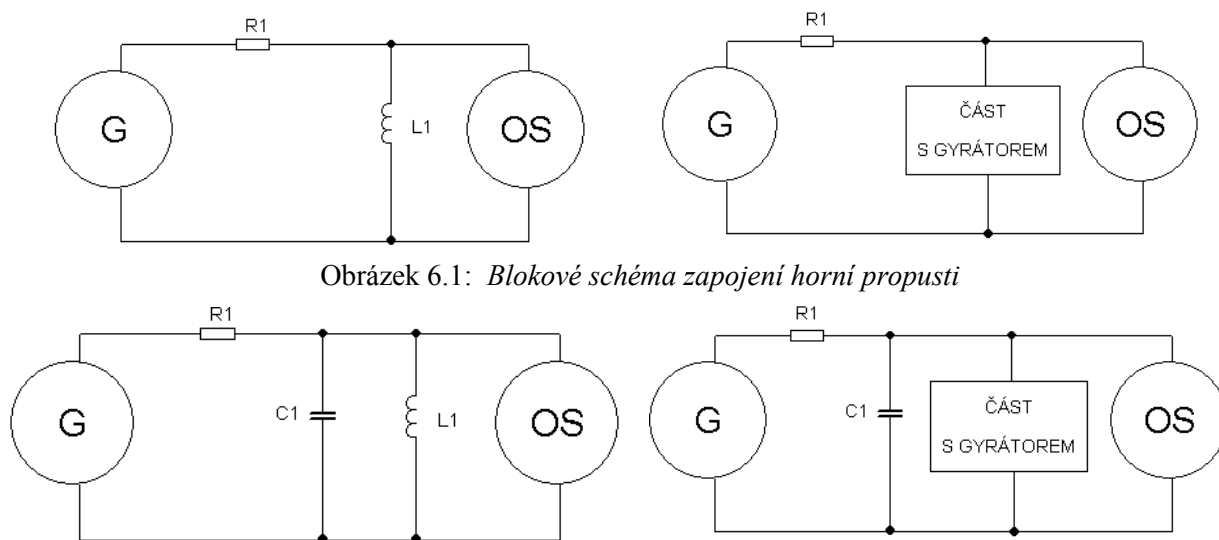
Induktory (cívky) patří mezi nejčastěji používané součástky, které ke své činnosti využívají hromadění energie ve formě magnetického pole. Při jejich praktické realizaci však narážíme na problémy s kvalitou, rozměry, pracnou konstrukcí a těžko dosažitelnou přesnou hodnotou indukčnosti  $L$ . Nízké hodnoty  $L$  mají vzduchové cívky, vyšších hodnot  $L$  dosahujeme pomocí cívek s jádrem, ať již železnými nebo feritovými. Nejsme však schopni dosáhnout libovolných hodnot indukčnosti, jsme zde oboustranně omezeni.

Tyto nevýhody lze odstranit „nahrazením“ cívky. Nahradit cívku můžeme v zásadě dvěma základními způsoby. První spočívá v použití obvodu, který přímo nahrazuje cívku jako dvojpól a vykazuje mezi určitými svorkami příslušnou indukčnost. Druhý princip nahrazuje cívku nepřímou, pomocí transformace výchozího LRC obvodu na ekvivalentně se chovající strukturu RCD, která indukční prvek neobsahuje, ale na druhou stranu potřebujeme syntetický prvek D – dvojný kapacitor (kmitočtově závislý negativní rezistor) [11].

### 6.1 Měřené obvody

Blokové schéma na obrázku č. 6.1 složené z rezistoru a k němu paralelně připojené indukčnosti funguje jako horní propust (derivační článek). Tedy pasivní filtr, složený z pasivních součástek RL. Já tuto indukčnost nahradím obvody s gyrátorem, zobrazených na obrázcích č. 6.3, 6.4, 6.5, 6.6. Jedná se o zpětnovazební zapojení s operačními zesilovači, díky kterým dosáhneme obvodu, který se chová, jako by měl na vstupu cívku.

Obrázek č. 6.2 zobrazuje zapojení, kterým se změní pásmová propust (rezonanční obvod) totožných obvodů, jako u horní propusti.



Obrázek 6.2: Blokové schéma zapojení pásmové propusti



### 6.1.1 Gyrátor s dvěma OZ (zapojení č. 1)

Na svorky  $V_1$  připojíme obvod z obrázku č. 6.1, 6.2. Rezistory  $R_g$  mají všechny stejnou hodnotu a to různě podle toho jaké požadavky na filtr máme. Schéma obsahuje dva operační zesilovače LM 348N [19], které mají vlastní napájení  $\pm 15$  V. Obvod je napájen z generátoru *Agilent 33210A* jako všechna mnou měřená zapojení. Na svorky  $V_2$  je připojen kondenzátor o různé velikosti (v rozsahu od 1nF po 100uF), podle aktuálně simulované indukčnosti. Na výstupu je připojen osciloskop *Taktronix TDS 1002B*, kterým můžeme sledovat (kontrolovat) sinusový průběh přivedený z generátoru, jeho zkreslení oproti signálu na vstupu obvodu a hodnotu výstupního napětí.

$$I_1 = \frac{U_2}{R_g}, \quad I_2 = \frac{U_1}{R_g} \quad (6.1)$$

Rezistor  $R_2$  je připojen k pravé straně portu. Vzhledem k tomu má proud  $I_2$  a napětí  $U_2$  stejný směr. Potom se proud  $I_2 = U_2 / R_2$ .

Z toho vyplývá:

$$U_1 = I_2 \cdot R_g = \frac{U_2 R_g}{R_2}, \quad I_1 = \frac{U_2}{R_g} \quad (6.2)$$

Port 1 se potom chová jako odpor, který má hodnotu:

$$R_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{R_g^2}{R_2} \quad (6.3)$$

Je úměrná převrácené hodnotě odporu zátěže připojené na portu 2. Ze vzorce 6.3 vyplývá vzorec pro impedanci  $Z_1$ :

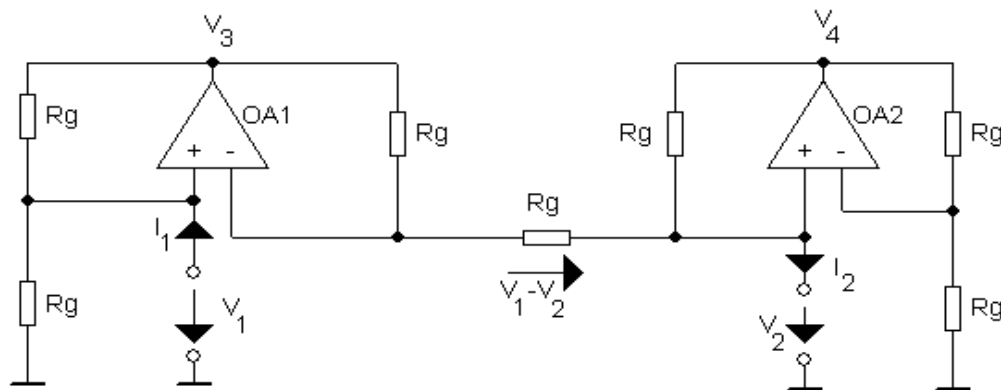
$$Z_1 = \frac{R_g^2}{Z_2} \quad (6.4)$$

Je-li kondenzátor  $C_2$  připojen k jedné straně, impedance na druhé straně je:

$$Z_1 = R_g^2 \cdot j\omega C_2 = j\omega L_1 \quad (6.5)$$

Kde indukance je dána vztahem:

$$L_1 = R_g^2 \cdot C_2 \quad (6.6)$$



Obrázek 6.3: Gyrátor s dvěma OZ (převzato z [2])

### 6.1.2 Riordanův obvod (zapojení č. 2)

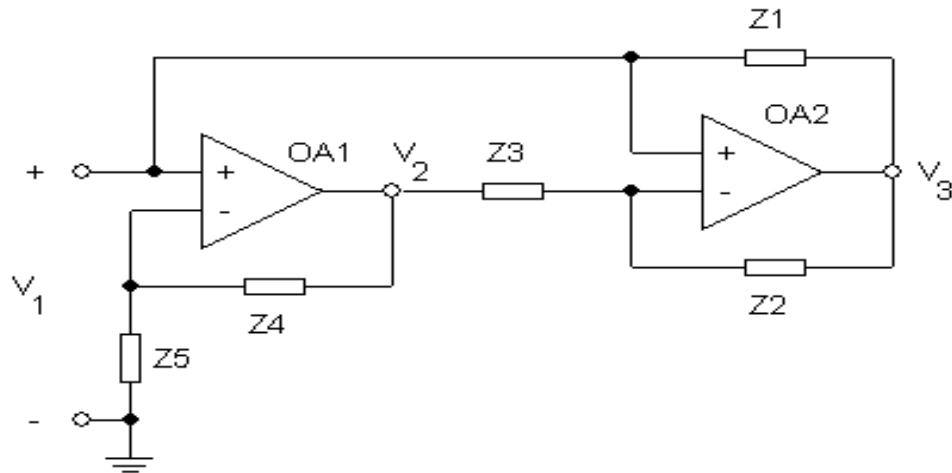
Riordanův gyrátor provádí inverzi hodnoty zatěžovací impedance a násobí ji tzv. gyrační konstantou  $k_g$ . To znamená, že při zatížení kondenzátorem gyrátor vykazuje vstupní impedanci s převrácenou hodnotou impedance kondenzátoru, a to z obou stran stejně. Obsahuje čtyři rezistory a jeden kondenzátor, který nahradí jeden z rezistorů a to  $Z_2$  nebo  $Z_4$ . V mém případě jsem nahradil rezistor  $Z_2$ . Hlavním prvkem obvodu jsou opět operační zesilovače LM 348N stejné jako u měření č. 1.

Vstupní impedance Riordanova gyrátoru:

$$Z_{inp}(s) = sC \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3 Z_5} \rightarrow Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = Z \rightarrow L_{ekv} = CR^2 \quad (6.7)$$

Vstupní proud získáme ze vztahu:

$$I_1 = \frac{V_1 - V_3}{Z_1} = V_1 \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3 Z_5} \quad (6.8)$$



Obrázek 6.4: Riordanův gyrátor (převzato z [7])

### 6.1.3 Gyrátor jako syntetický induktor (zapojení č. 3)

Toto zapojení je dalším, které je v této práci vhodné proměřit. Skládá se ze dvou OZ a několika rezistorů stejných hodnot. OZ opět potřebují vlastní napájení  $\pm 15$  V. Na výstup (to je svorka  $U_2$ ) je připojen kondenzátor jako zátěž. Na vstup (svorka  $U_1$ ) je přivedený signál z generátoru a připojena část pro měření horní a pásmové propusti.

$$U_2 = I_1 \cdot R_g, \quad I_2 = \frac{U_1}{R_g} \quad (6.9)$$

V tomto zapojení mají proud  $I_1$  a napětí  $U_1$  opačný směr. Z toho vyplývá Ohmův zákon:

$$I_1 = \frac{U_1}{R_0} \quad (6.10)$$

V případě použití  $R_0$  v pravé části gyrátoru, se potom levá strana chová jako odpor:

$$R_2 = \frac{U_2}{I_2} = \frac{R_g^2}{R_0} \quad (6.11)$$

Pokud je odpor použit na levé straně gyrátoru, pak máme:

$$I_2 = -\frac{U_2}{R_0} \quad (6.12)$$

Proto dostáváme rovnici přenosu:

$$I_1 = \frac{U_2}{R_g}, \quad U_1 = I_2 \cdot R_g = -\frac{R_g U_2}{R_0} \quad (6.13)$$

Napětí  $U_1$  a  $U_2$  mají opačnou polaritu. Rozdíl zde, ale není žádný oproti předchozí rovnici (6.11):

$$R_1 = -\frac{U_1}{I_1} = \frac{R_g^2}{R_0} \quad (6.14)$$

Transformační vlastnosti pro zatěžovací impedanci, v souladu s rovnicí (5.11) dostaneme závislost:

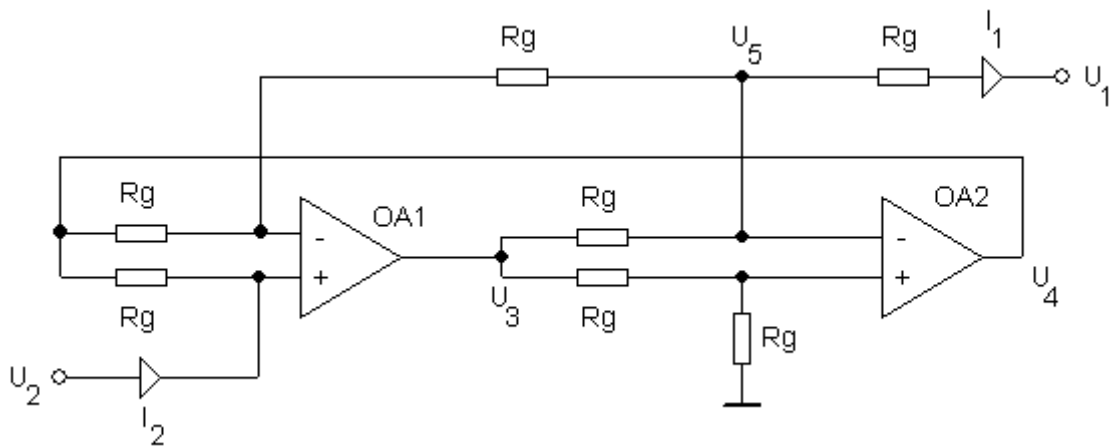
$$Z_2 = \frac{R_g^2}{Z_0} \quad (6.15)$$

Je-li kondenzátor  $C_2$  připojen na jedné straně obvodu, impedance na jeho druhé straně je:

$$Z_2 = R_g^2 \cdot j\omega C \quad (6.16)$$

Kde induktaance je dána vztahem:

$$L_1 = R_g^2 \cdot C_2 \quad (6.17)$$



Obrázek 6.5: Zapojení gyrátoru jako syntetického induktoru (převzato z [1])

---

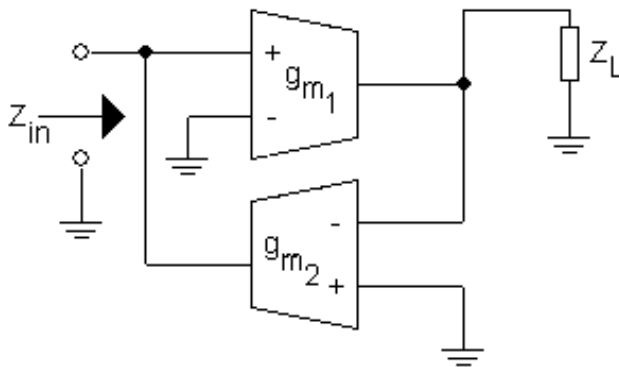
#### 6.1.4 Gyrátor s transkonduktačním zesilovačem (zapojení č. 4)

Tento obvod se skládá ze dvou OZ, které jsou v jednom pouzdru integrovaného obvodu LM 13700N. Na vstupu obvodu je připojen rezistor  $R = 40 \text{ k}\Omega$ , tento rezistor je v obvodu zaveden jako ochrana před elektrickým proudem, který u IO nesmí překročit 2 mA. Napájen byl tento obvod se zdroje napětí  $U = 10 \text{ V}$ . LM13700N [18] lze teoreticky používat až do frekvence 2 MHz. Velikostmi rezistorů a kondenzátorů jsem ovlivňoval parametry obvodu.

Vstupní impedance lze vypočítat pomocí vzorce

$$Z_{inp} = \frac{1}{g_{m1} g_{m2} Z_L} \quad (6.18)$$

, kde  $Z_L$  je kondenzátor použitý v obvodu,  $g_{m1,2}$  jsou strmosti OTA v integrovaném obvodu.



Obrázek 6.6: Gyrátor s OTA (převzato z [7])

---

## 7 Výsledky měření

Gyrátory, které mají velkou gyrační vodivost, mají také velký činitel jakosti. Z tohoto hlediska by bylo vhodné volit co největší gyrační vodivost. Zapojení jdou realizovat mnoha způsoby, použitím různě velkých hodnot rezistorů a kondenzátoru nacházejících se v tomto obvodu. Hodnoty součástek, lze zvětšovat a zmenšovat a tím dosáhnout různě velkých indukčností, které simulujeme. Mezi rezistory a kondenzátorem platí vztah:

$$L_1 = R_g^2 \cdot C \quad (7.1)$$

, kde  $R_g$  je hodnota rezistorů v obvodu, které mají všechny stejnou velikost, tuto hodnotu si vhodně zvolím. V současné době jsou gyrátory konstruovány, tak že jsou hodnoty rezistoru v rozmezí  $100\text{k}\Omega < R < 100\Omega$ . Stejně tak si volím hodnotu kondenzátoru  $C$  v rozsahu asi  $1\text{nF}$  až  $100\text{ }\mu\text{F}$ .

**Pro měření horní propusti jsou zapotřebí tyto vzorce:**

Následují vzorce potřebné pro výpočet mezní frekvence obvodu:

$$\tau = \frac{L_1}{R_1} \quad (7.2)$$

, kde  $\tau$  je časová konstanta udávaná v sekundách,  $R_1$  je rezistor na vstupu, tohoto zapojení v rozsahu  $1\text{ k}\Omega$  až  $100\text{ k}\Omega$ .  $L_1$  je simulovaná cívka vypočítaná z předchozího vztahu (7.1).

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau} \quad (7.3)$$

**Pro měření pásmové propusti jsou zapotřebí tyto vzorce:**

Vzorec (7.1) je použit i u pásmové propusti. Změna nastává u výpočtu mezní frekvence, kde využijeme Thomsonův vzorec:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_1}} \quad (7.4)$$

, kde  $C_1$  označuje kondenzátor na vstupu obvodu.

**Napět'ové zesílení (útlum):**

$$A_U = 20 \cdot \log \frac{U_2}{U_1} \quad (7.5)$$

, kde  $U_2$  vůči  $U_1$  je velikost výstupního napětí vůči velikosti vstupního napětí. Pokud  $A_u$  má hodnotu  $-3\text{dB}$  a vyšší je obvod v tomto frekvenčním pásmu dostatečně propustný.

**Činitel jakosti:**

$$Q = \frac{f_r}{f_d - f_h} \quad (7.6)$$

, kde  $f_r$  je hodnota frekvence naměřená, při rezonanci obvodu. Frekvence  $f_h$  a  $f_d$  je horní a dolní mezní frekvence.

---

## 7.1 Výsledky zapojení č. 1

### Varianta 1: Měření horní propusti

Použité velikosti součástek jsou v tabulce č. 7.1

Tabulka 7.1: Hodnoty použitých součástek

<b>R<sub>1</sub></b>	20 kΩ
<b>R<sub>g</sub></b>	10 kΩ
<b>C</b>	1 nF
<b>L</b>	0,1 H

### Ukázka výpočtu:

Výpočet velikosti simulované cívky:

$$L_1 = R_g^2 \cdot C = 10000^2 \cdot 1 \cdot 10^{-9} = \underline{\underline{0,1[H]}}$$

Výpočet mezní frekvence:

$$\tau = \frac{L_1}{R_1} = \frac{0,1}{20000} = \underline{\underline{5[\mu s]}}$$

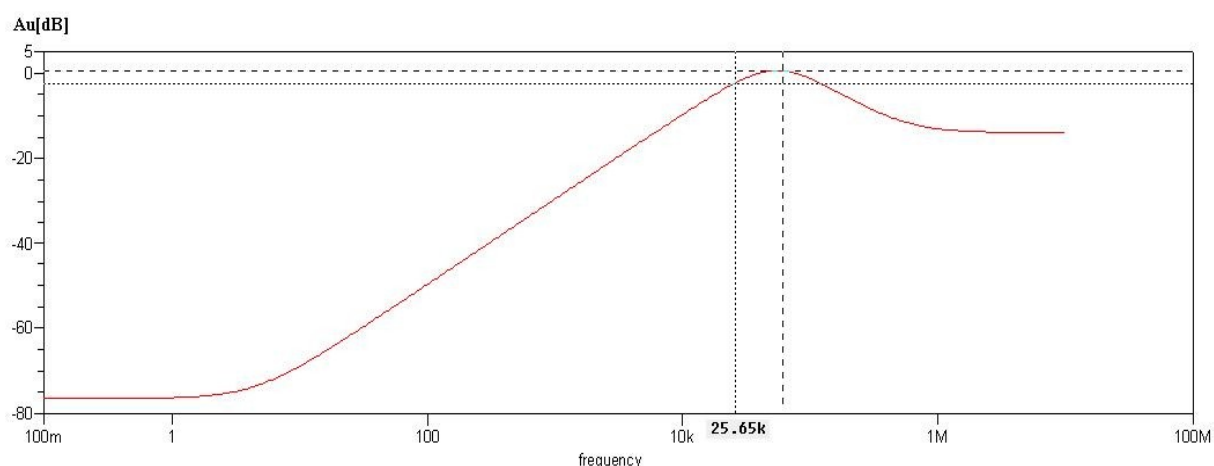
$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = \underline{\underline{31,83[kHz]}}$$

Výpočet útlumu (při frekvenci 7kHz z tabulky):

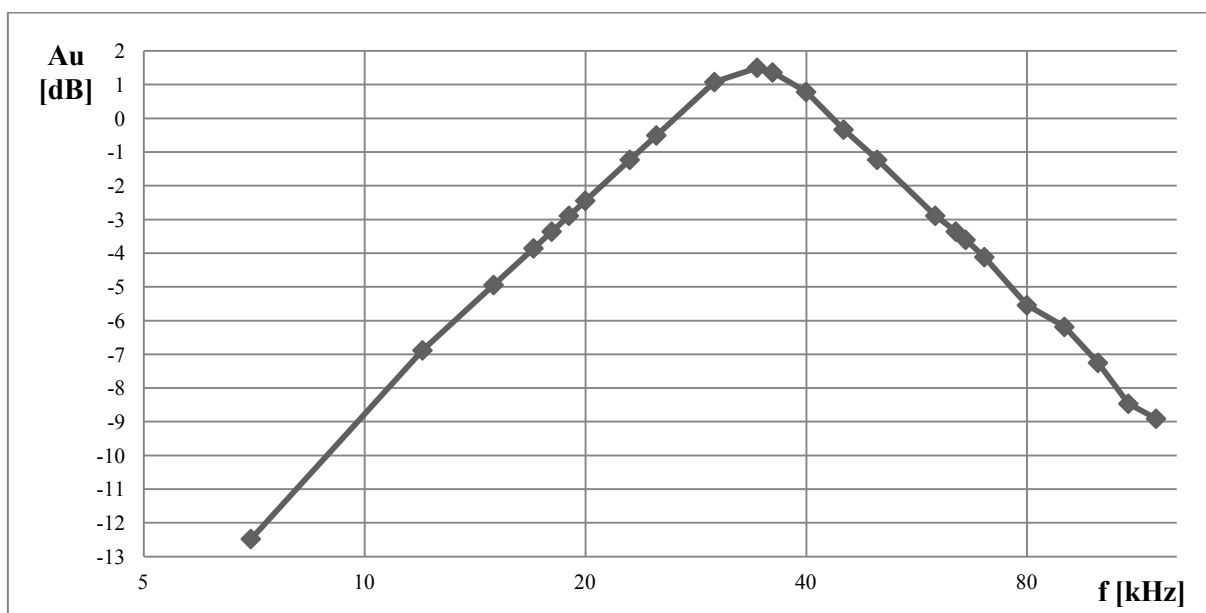
$$A_U = 20 \cdot \log \frac{U_2}{U_1} = 20 \cdot \log \frac{0,504}{2,12} = \underline{\underline{-12,478[dB]}}$$

Tabulka 7.2: Tabulka naměřených hodnot pro horní propust ze zapojení č.1

<b>f [kHz]</b>	<b>7</b>	<b>12</b>	<b>15</b>	<b>17</b>	<b>18</b>	<b>19</b>	<b>20</b>	<b>23</b>	<b>25</b>	<b>30</b>	<b>34,3</b>	<b>36</b>
<b>U<sub>1</sub>[V]</b>	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12
<b>U<sub>2</sub>[V]</b>	0,504	0,96	1,2	1,36	1,44	1,52	1,6	1,84	2	2,4	2,52	2,48
<b>A<sub>u</sub> [dB]</b>	-12,48	-6,88	4,943	-3,86	-3,36	-2,89	-2,44	-1,23	-0,51	1,078	1,501	1,362
<b>f [kHz]</b>	<b>40</b>	<b>45</b>	<b>50</b>	<b>60</b>	<b>64</b>	<b>66</b>	<b>70</b>	<b>80</b>	<b>90</b>	<b>100</b>	<b>110</b>	<b>120</b>
<b>U<sub>1</sub>[V]</b>	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12
<b>U<sub>2</sub>[V]</b>	2,32	2,04	1,84	1,52	1,44	1,4	1,32	1,12	1,04	0,92	0,8	0,76
<b>A<sub>u</sub> [dB]</b>	0,783	-0,33	-1,23	-2,89	-3,36	-3,60	-4,12	-5,54	-6,17	-7,25	-8,47	-8,91



Obrázek 7.1: Kmitočtová charakteristika horní propusti ze zapojení č.1 (snap)



Obrázek 7.2: Kmitočtová charakteristika naměřené pásmové propusti ze zapojení č.1

Na obrázku č. 7.2 je znázorněna charakteristika vytvořená z odměřených hodnot. Mezní frekvence je přibližně 19kHz, která se oproti simulované charakteristice navržené z ideálních součástek (tabulka č. 7.1) a operačních zesilovačů, lišila o 6kHz (obrázek č. 7.1). Došlo i k zesílení až 1,5dB jako je vidět na obrázku č. 7.2 díky tomu, že se jedná o aktivní filtry s OZ mající vlastní napájení.

### Varianta 2: Měření pásmové propusti

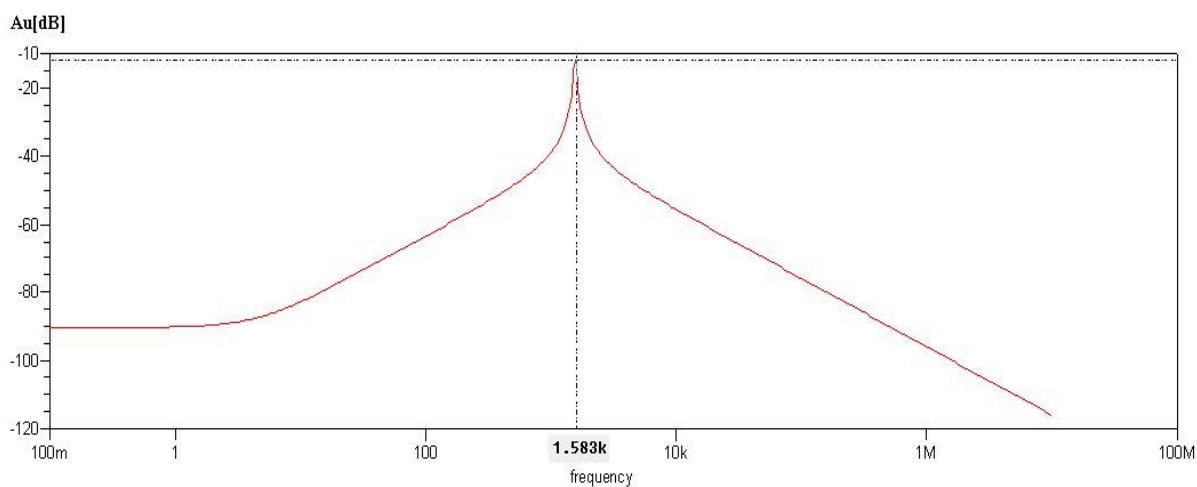
Použité velikosti součástek jsou v tabulce č. 7.3.

Tabulka 7.3: Hodnoty použitých součástek

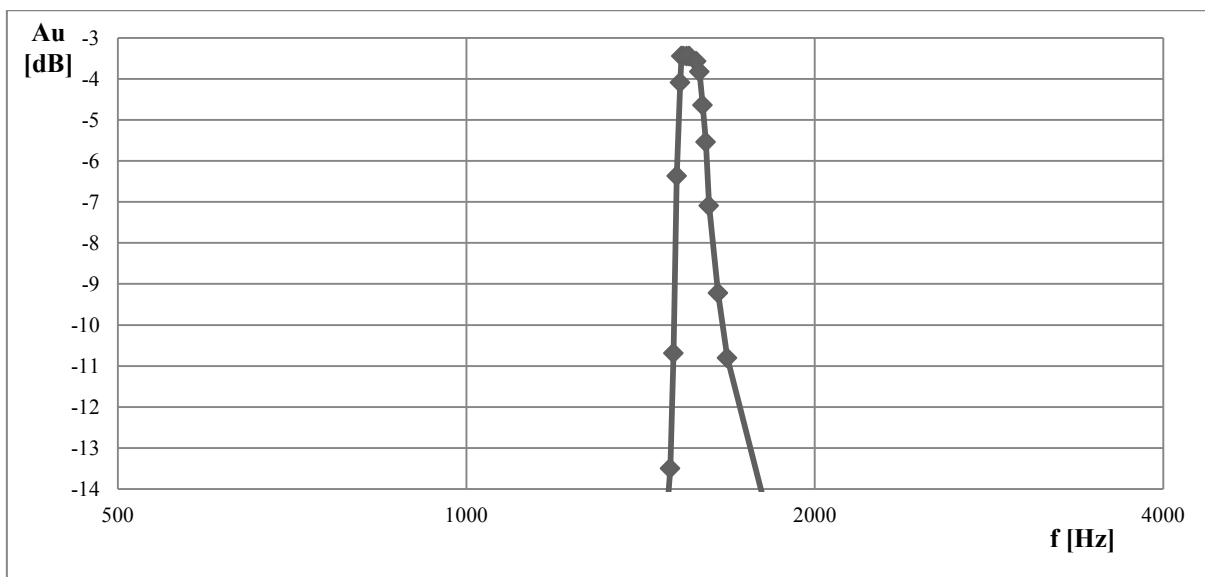
$R_1$	100 k $\Omega$
$R_g$	10 k $\Omega$
$C_1$	100 nF
$C_2$	1 nF
$L$	0,1
$Q$	16,4

Tabulka 7.4: Tabulka naměřených hodnot pro pásmovou propust ze zapojení č.1

f [Hz]	1500	1510	1520	1530	1534	1540	1550	1558
U <sub>1</sub> [V]	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08
U <sub>2</sub> [V]	0,44	0,608	1	1,3	1,4	1,4	1,4	1,4
Au [dB]	-13,492	-10,683	-6,361	-4,082	-3,439	-3,439	-3,439	-3,439
f [Hz]	1580	1590	1600	1610	1620	1650	1680	1700
U <sub>1</sub> [V]	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08
U <sub>2</sub> [V]	1,38	1,34	1,22	1,1	0,92	0,72	0,6	0,52
Au [dB]	-3,563	-3,819	-4,63	-5,533	-7,086	-9,215	-10,798	-12,041



Obrázek 7.3: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti ze zapojení č.1 (snap)



Obrázek 7.4: Kmitočtová charakteristika naměřené pásmové propusti ze zapojení č.1

Naměřená charakteristika na obrázku č. 7.4 má téměř stejnou mezní frekvence jako simulovaná na obrázku č. 7.3. Liší se jen v měřeném rozsahu, který je podstatně užší než u charakteristiky simulované.



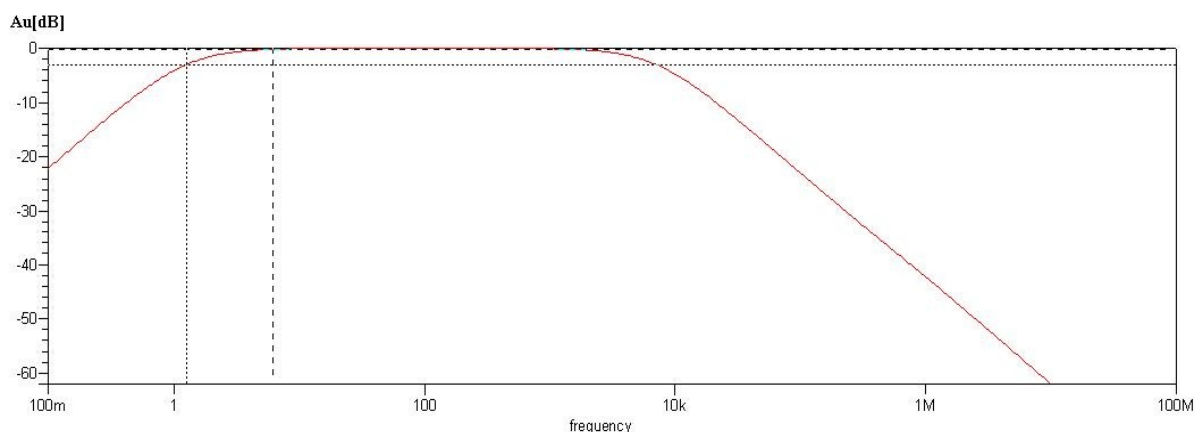
Použité velikosti součástek jsou v tabulce č. 7.5.

Tabulka 7.5: Hodnoty použitých součástek

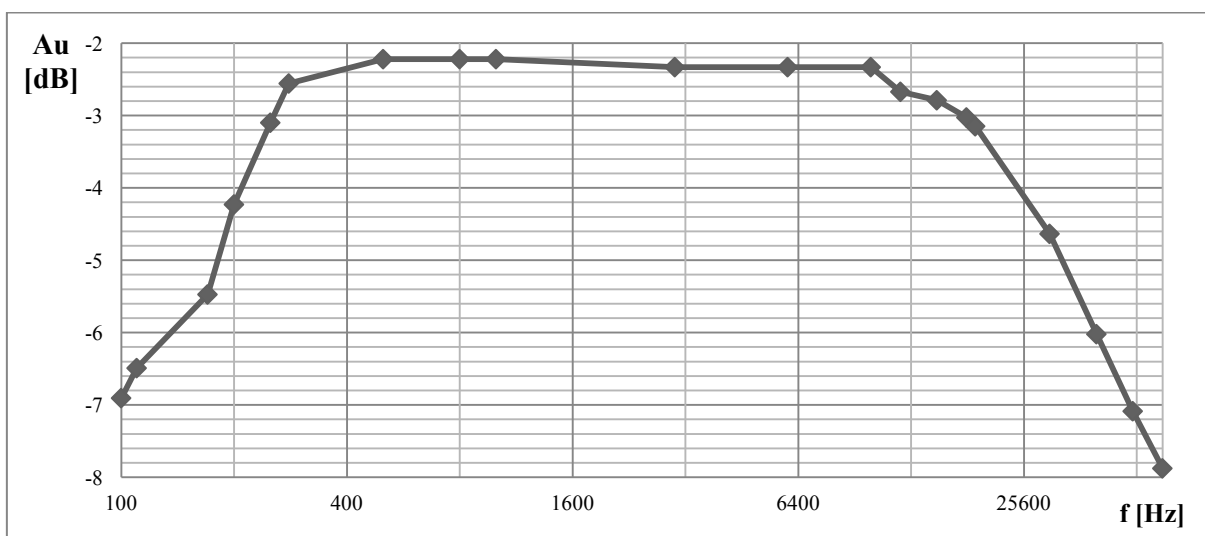
$R_1$	20 k $\Omega$
$R_g$	5 k $\Omega$
$C_1$	1 nF
$C_2$	100 $\mu$ F
$L$	2500 H
$Q$	0,22

Tabulka 7.6: Tabulka naměřených hodnot pro pásmovou propust ze zapojení č.1

f [kHz]	100	110	170	200	250	280	500	800	1000	3000
$U_1$ [V]	1,24	1,52	1,84	1,92	2	2,04	2,04	2,04	2,04	2,04
$U_2$ [V]	0,56	0,72	0,98	1,18	1,4	1,52	1,58	1,58	1,58	1,56
$A_u$ [dB]	-6,904	-6,49	-5,471	-4,228	-3,098	-2,555	-2,219	-2,219	-2,219	-2,33
f [kHz]	6000	10000	12000	15000	1800	1900	30000	40000	50000	60000
$U_1$ [V]	2,04	2,04	2,04	2,04	2,04	2,04	2,08	2,08	2,08	2,08
$U_2$ [V]	1,56	1,56	1,5	1,48	1,44	1,42	1,22	1,04	0,92	0,84
$A_u$ [dB]	-2,330	-2,33	-2,671	-2,787	-3,025	-3,147	-4,634	-6,02	-7,085	-7,875



Obrázek 7.5: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti ze zapojení č.1 (snap)



Obrázek 7.6: Kmitočtová charakteristika naměřené pásmové propusti ze zapojení č.1

## 7.2 Výsledky zapojení č. 2

### 1. varianta: Měření horní propusti

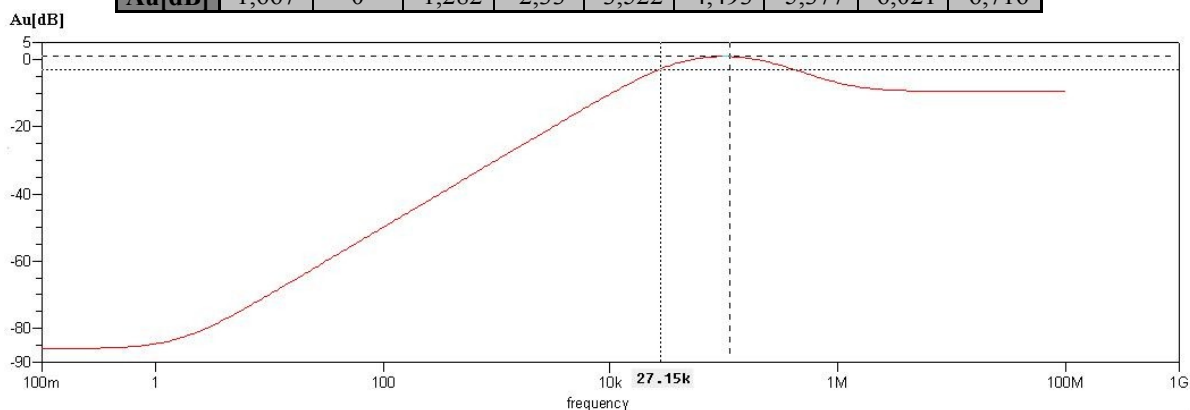
Použité velikosti součástek jsou v tabulce č. 7.6.

Tabulka 7.6: Hodnoty použitých součástek

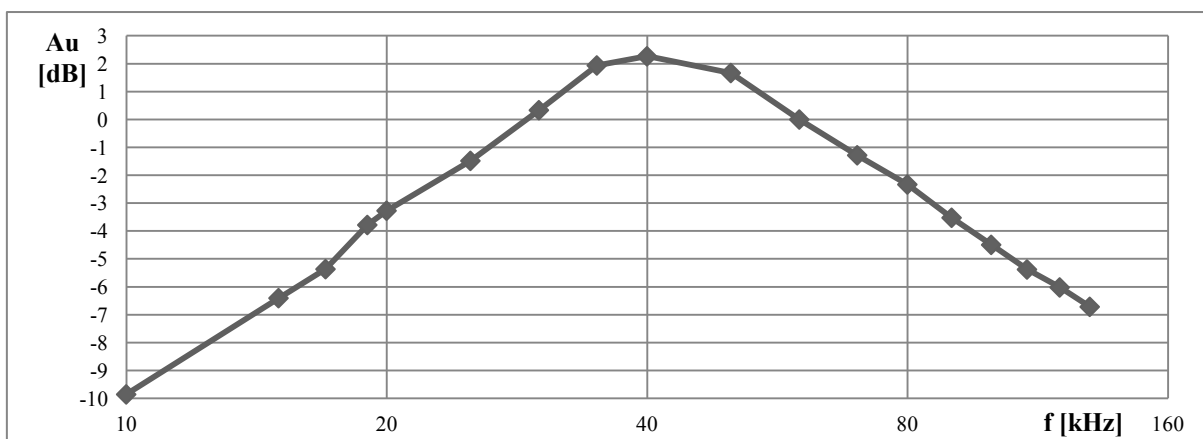
<b>R<sub>1</sub></b>	20 kΩ
<b>R<sub>g</sub></b>	10 kΩ
<b>C</b>	1 nF
<b>L</b>	0,1 H

Tabulka 7.7: Tabulka naměřených hodnot pro horní propust ze zapojení č.2

f [kHz]	10	15	17	19	20	25	30	35	40
U <sub>1</sub> [V]	2,04	2,04	2,04	2,04	2,04	2,04	2,04	2,08	2,08
U <sub>2</sub> [V]	0,656	0,976	1,1	1,32	1,4	1,72	2,12	2,6	4,2
Au[dB]	-9,855	-6,404	-5,365	-3,781	-3,27	-1,482	0,334	1,938	6,104
f [kHz]	50	60	70	80	90	100	110	120	130
U <sub>1</sub> [V]	2,08	2,04	2,04	2,04	2,04	2,08	2,08	2,08	2,08
U <sub>2</sub> [V]	2,52	2,04	1,76	1,56	1,36	1,24	1,12	1,04	0,96
Au[dB]	1,667	0	-1,282	-2,33	-3,522	-4,493	-5,377	-6,021	-6,716



Obrázek 7.7: Kmitočtová charakteristika horní propusti ze zapojení č.2 (snap)



Obrázek 7.8: Kmitočtová charakteristika naměřené horní propusti ze zapojení č.2

Na obrázku č. 7.8 je frekvenční charakteristika odměřených hodnot. Mezní frekvence je přibližně 21 kHz. Simulované charakteristice má mezní frekvenci 27,15kHz (obrázek č. 7.7).

## Varianta 2: Měření pásmové propusti

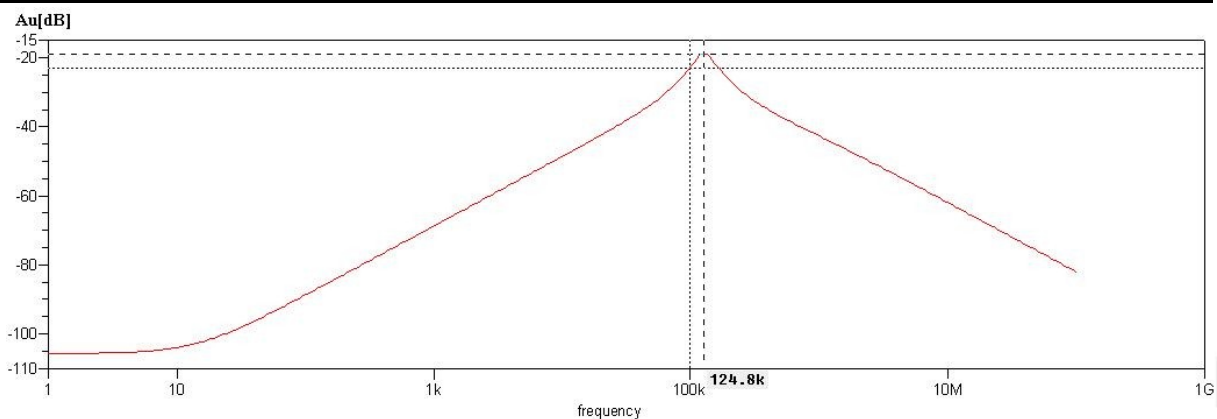
Použité velikosti součástek jsou v tabulce č. 7.8.

Tabulka 7.8: Hodnoty použitých součástek

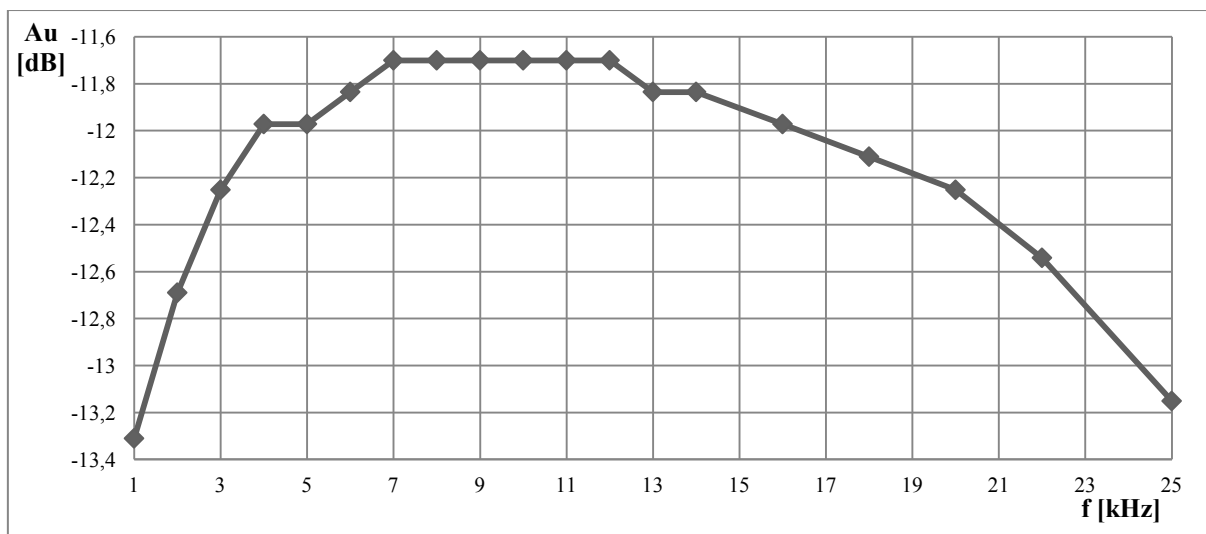
$R_1$	20 k $\Omega$
$R_g$	1 k $\Omega$
$C_1$	1 nF
$C_2$	1 nF
$L$	0,001 H
$Q$	0,41

Tabulka 7.9: Tabulka naměřených hodnot pro pásmovou propust ze zapojení č.2

f [kHz]	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$U_1$ [V]	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
$U_2$ [V]	0,432	0,464	0,488	0,504	0,504	0,512	0,52	0,52	0,52	0,52
$A_u$ [dB]	-13,311	-12,69	-12,252	-11,972	-11,972	-11,835	-11,701	-11,701	-11,701	-11,701
f [kHz]	11	12	13	14	16	18	20	22	25	
$U_1$ [V]	2	2	2	2	2	2	2	2	2	
$U_2$ [V]	0,52	0,52	0,512	0,512	0,504	0,496	0,488	0,472	0,44	
$A_u$ [dB]	-11,701	-11,701	-11,835	-11,835	-11,972	-12,111	-12,252	-12,541	-13,152	



Obrázek 7.9: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti ze zapojení č.1 (snap)



Obrázek 7.10: Kmitočtová charakteristika naměřené pásmové propusti ze zapojení č.2

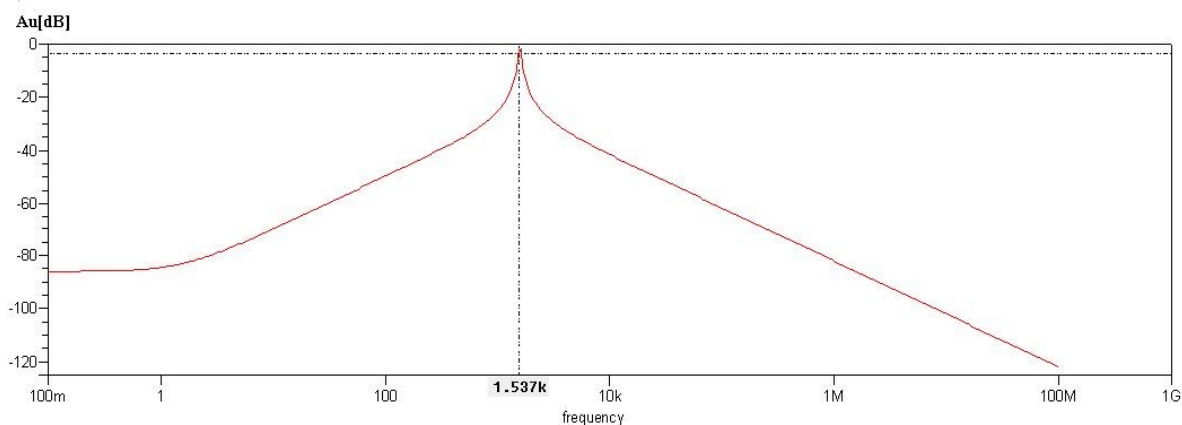
Použité velikosti součástek jsou v tabulce č. 7.10.

Tabulka 7.10: Hodnoty použitých součástek

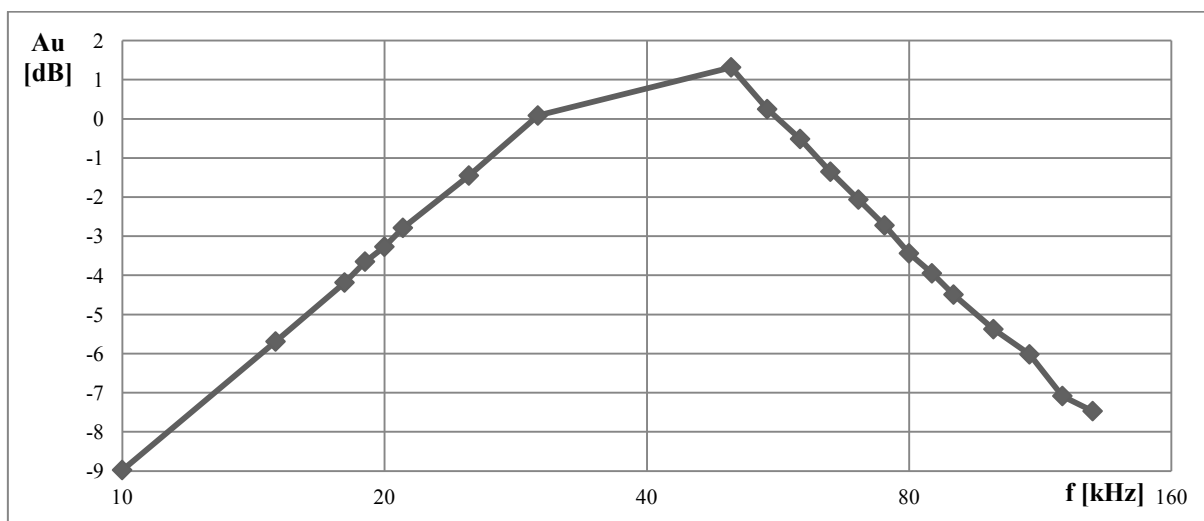
<b>R<sub>1</sub></b>	20 kΩ
<b>R<sub>g</sub></b>	10 kΩ
<b>C<sub>1</sub></b>	100 nF
<b>C<sub>2</sub></b>	1 nF
<b>L</b>	0,1 H
<b>Q</b>	0,83

Tabulka 7.11: Tabulka naměřených hodnot pro pásmovou propust ze zapojení č.2

<b>f [kHz]</b>	<b>10</b>	<b>15</b>	<b>18</b>	<b>19</b>	<b>20</b>	<b>21</b>	<b>25</b>	<b>30</b>	<b>50</b>	<b>55</b>	<b>60</b>
<b>U<sub>1</sub>[V]</b>	2,08	2,08	2,04	2,04	2,04	2,04	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08
<b>U<sub>2</sub>[V]</b>	0,74	1,08	1,26	1,34	1,4	1,48	1,76	2,1	2,42	2,14	1,96
<b>Au[dB]</b>	-8,977	-5,692	-4,185	-3,651	-3,27	-2,787	-1,451	0,0831	1,315	0,247	-0,516
<b>f [kHz]</b>	<b>65</b>	<b>70</b>	<b>75</b>	<b>80</b>	<b>85</b>	<b>90</b>	<b>100</b>	<b>110</b>	<b>120</b>	<b>130</b>	
<b>U<sub>1</sub>[V]</b>	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	
<b>U<sub>2</sub>[V]</b>	1,78	1,64	1,52	1,4	1,32	1,24	1,12	1,04	0,92	0,88	
<b>Au[dB]</b>	-1,353	-2,064	-2,724	-3,439	-3,95	-4,493	-5,377	-6,021	-7,085	-7,471	



Obrázek 7.11: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti ze zapojení č.2 (snap)



Obrázek 7.12: Kmitočtová charakteristika naměřené pásmové propusti ze zapojení č.2

### 7.3 Výsledky zapojení č. 3

#### Varianta 1: Měření horní propusti

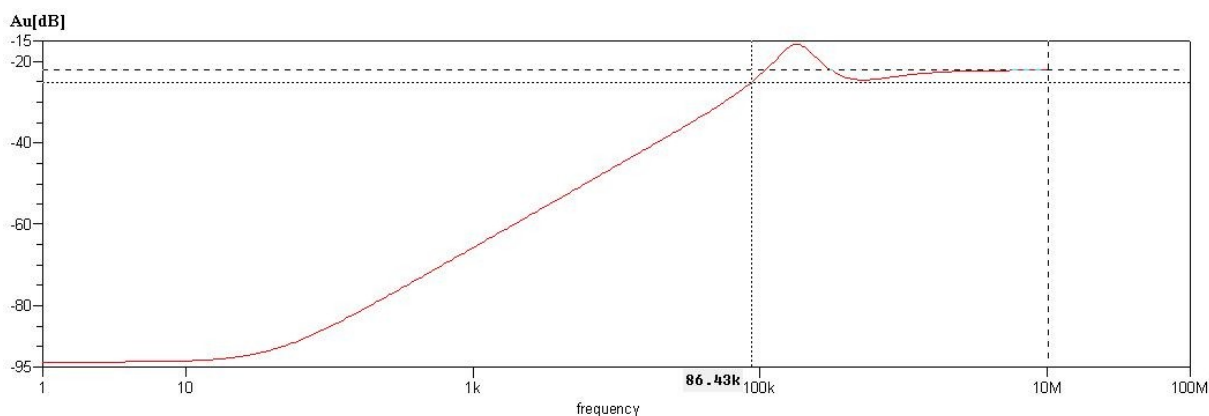
Použité velikosti součástek jsou v tabulce č. 7.12.

Tabulka 7.12: Hodnoty použitých součástek

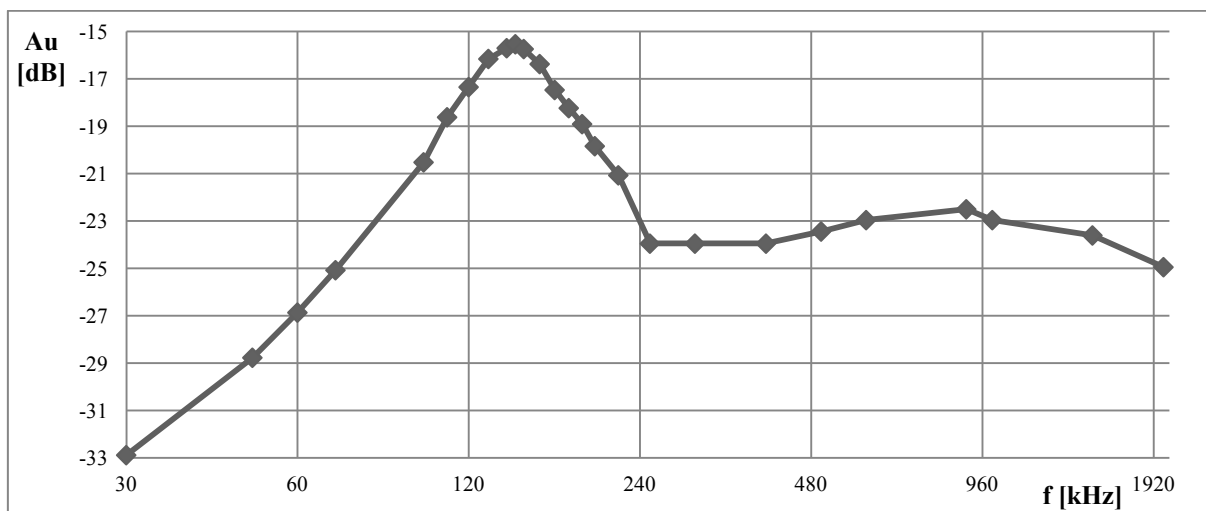
<b>R<sub>1</sub></b>	20 kΩ
<b>R<sub>g</sub></b>	1 kΩ
<b>C</b>	1 nF
<b>L</b>	0,001 H

Tabulka 7.13: Tabulka naměřených hodnot pro horní propust ze zapojení č.2

f [kHz]	30	100	110	120	130	140	145	150	160	170
U <sub>1</sub> [V]	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08
U <sub>2</sub> [V]	0,0472	0,196	0,244	0,288	0,324	0,348	0,348	0,34	0,316	0,284
Au[dB]	-32,882	-20,516	-18,613	-17,173	-16,15	-15,53	-15,53	-15,732	-16,368	-17,295
f [kHz]	180	190	200	300	400	500	900	1000	1500	2000
U <sub>1</sub> [V]	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08
U <sub>2</sub> [V]	0,26	0,236	0,212	0,132	0,132	0,14	0,156	0,148	0,14	0,12
Au[dB]	-18,062	-18,903	-19,835	-23,95	-23,95	-23,439	-22,499	-22,956	-23,439	-24,778



Obrázek 7.13: Kmitočtová charakteristika horní propusti ze zapojení č.3 (snap)



Obrázek 7.14: Kmitočtová charakteristika naměřené horní propusti ze zapojení č.3

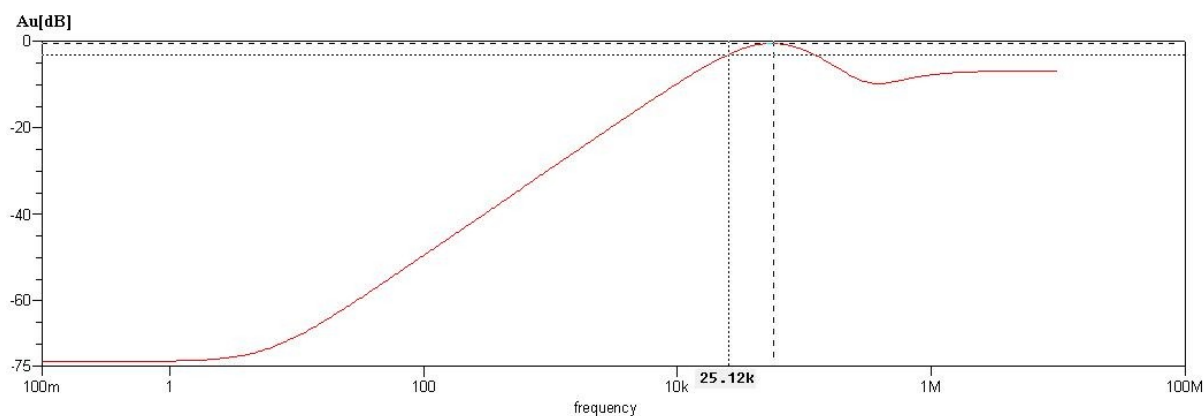
Použité velikosti součástek jsou v tabulce č. 7.14.

Tabulka 7.14: Hodnoty použitých součástek

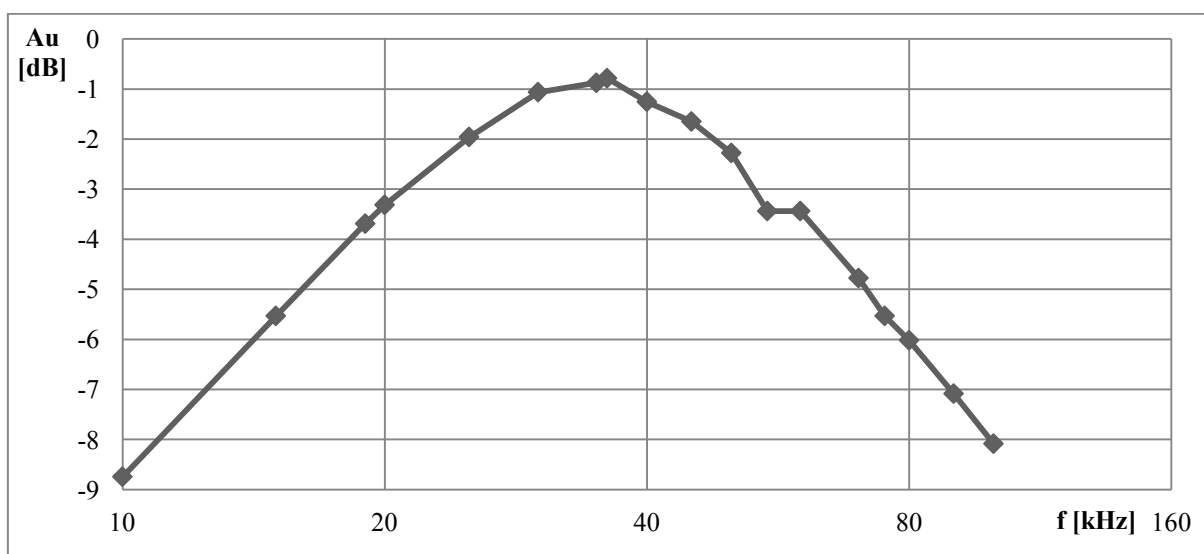
<b>R<sub>1</sub></b>	20 kΩ
<b>R<sub>g</sub></b>	10 kΩ
<b>C</b>	1 nF
<b>L</b>	0,1 H

Tabulka 7.15: Tabulka naměřených hodnot pro horní propust ze zapojení č.3

<b>f [kHz]</b>	<b>10</b>	<b>15</b>	<b>19</b>	<b>20</b>	<b>25</b>	<b>30</b>	<b>35</b>	<b>36</b>	<b>40</b>
<b>U<sub>1</sub> [V]</b>	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08
<b>U<sub>2</sub> [V]</b>	0,76	1,1	1,36	1,42	1,66	1,84	1,88	1,9	1,8
<b>Au [dB]</b>	-8,745	-5,533	-3,691	-3,316	-1,959	-1,065	-0,878	-0,786	-1,256
<b>f [kHz]</b>	<b>45</b>	<b>50</b>	<b>55</b>	<b>60</b>	<b>70</b>	<b>75</b>	<b>80</b>	<b>90</b>	<b>100</b>
<b>U<sub>1</sub> [V]</b>	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08	2,08
<b>U<sub>2</sub> [V]</b>	1,72	1,6	1,4	1,4	1,2	1,1	1,04	0,92	0,82
<b>Au [dB]</b>	-1,651	-2,279	-3,439	-3,438	-4,778	-5,533	-6,021	-7,086	-8,085



Obrázek 7.15: Kmitočtová charakteristika horní propusti ze zapojení č.3 (snap)



Obrázek 7.16: Kmitočtová charakteristika naměřené horní propusti ze zapojení č.3

## Varianta 2: Měření pásmové propusti

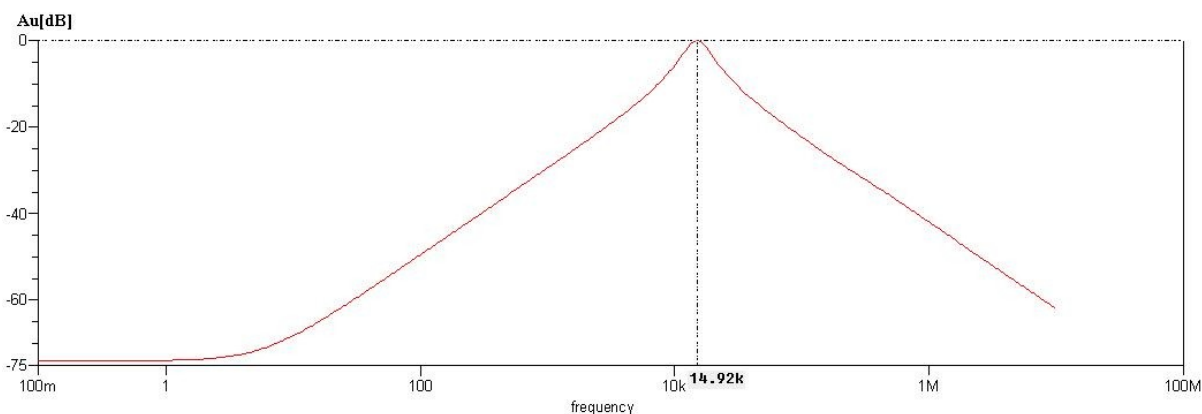
Použité velikosti součástek jsou v tabulce č. 7.16.

Tabulka 7.16: Hodnoty použitých součástek

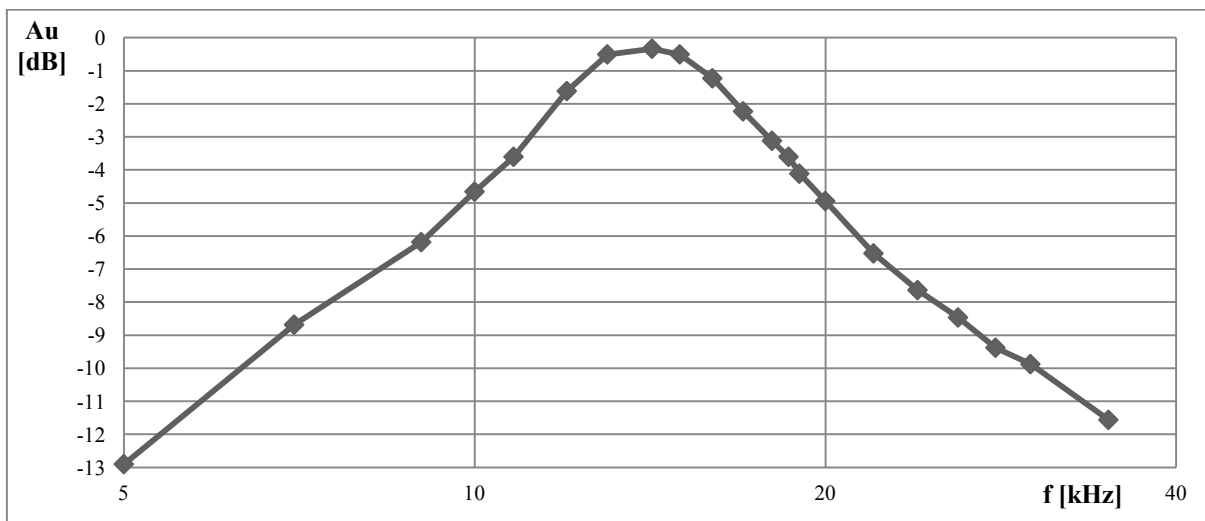
$R_1$	20 k $\Omega$
$R_g$	10 k $\Omega$
$C_1$	1 nF
$C_2$	1 nF
$L$	0,1 H
$Q$	1,82

Tabulka 7.17: Tabulka naměřených hodnot pro pásmovou propust ze zapojení č.3

f [kHz]	5	7	9	10	10,8	12	13	14,2	15
$U_1$ [V]	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12
$U_2$ [V]	0,48	0,78	1,04	1,24	1,4	1,76	2	2,04	2
$A_u$ [dB]	-12,901	-8,685	-6,186	-4,658	-3,604	-1,617	-0,506	-0,334	-0,506
f [kHz]	16	17	18	18,6	20	22	26	30	35
$U_1$ [V]	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12
$U_2$ [V]	1,84	1,64	1,48	1,4	1,2	1	0,8	0,68	0,56
$A_u$ [dB]	-1,23	-2,23	-3,122	-3,604	-4,944	-6,527	-8,465	-9,877	-11,563



Obrázek 7.17: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti ze zapojení č.3 (snap)



Obrázek 7.18: Kmitočtová charakteristika naměřené pásmové propusti ze zapojení č.3

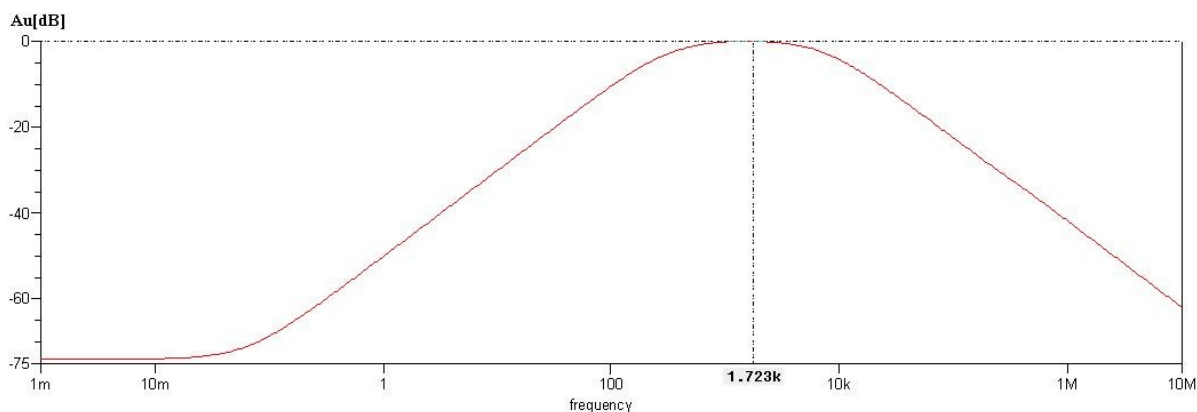
Použité velikosti součástek jsou v tabulce č. 7.18.

Tabulka 7.18: Hodnoty použitých součástek

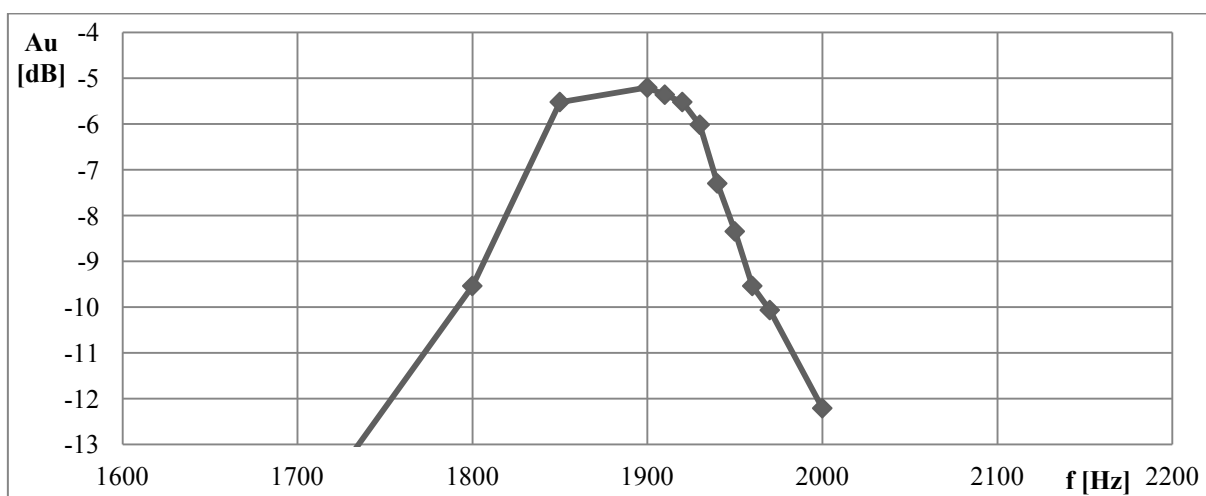
$R_1$	20 k $\Omega$
$R_g$	10 k $\Omega$
$C_1$	1 nF
$C_2$	100 nF
$L$	10 H
$Q$	15,91

Tabulka 7.19: Tabulka naměřených hodnot pro pásmovou propust ze zapojení č.3

f [kHz]	1600	1800	1850	1900	1910	1920
$U_1$ [V]	2,04	2,04	2,04	2,04	2,04	2,04
$U_2$ [V]	0,2	0,68	1,08	1,12	1,1	1,08
$A_u$ [dB]	-20,172	-9,5424	-5,524	-5,20824	-5,365	-5,524
f [kHz]	1930	1940	1950	1960	1970	2000
$U_1$ [V]	2,04	2,04	2,04	2,04	2,04	2,04
$U_2$ [V]	1,02	0,88	0,78	0,68	0,64	0,5
$A_u$ [dB]	-6,021	-7,30295	-8,351	-9,542	-10,069	-12,213



Obrázek 7.19: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti se zapojení č.3 (snap)



Obrázek 7.20: Kmitočtová charakteristika naměřené pásmové propusti ze zapojení č.3



## 7.4 Výsledky zapojení č. 4

### Varianta 1: Měření horní propusti

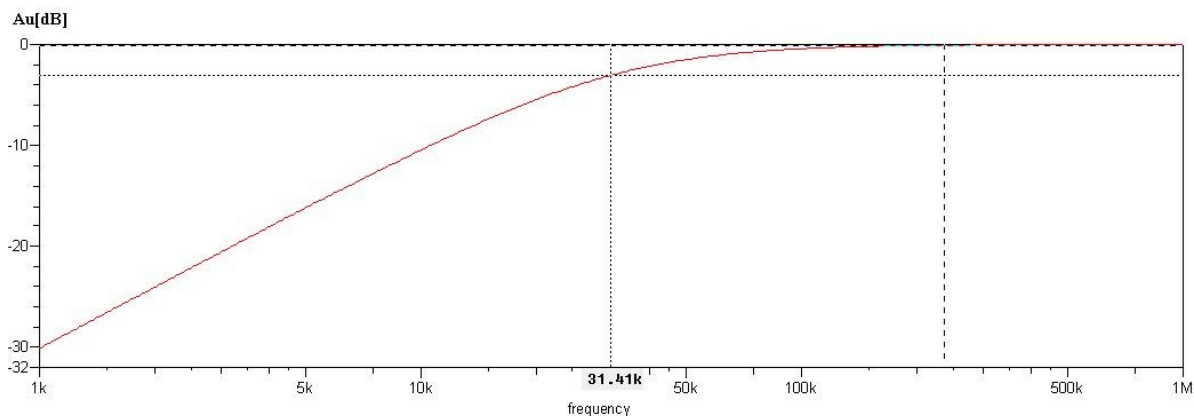
Použité velikosti součástek jsou v tabulce č. 7.20.

Tabulka 7.20: Hodnoty použitých součástek

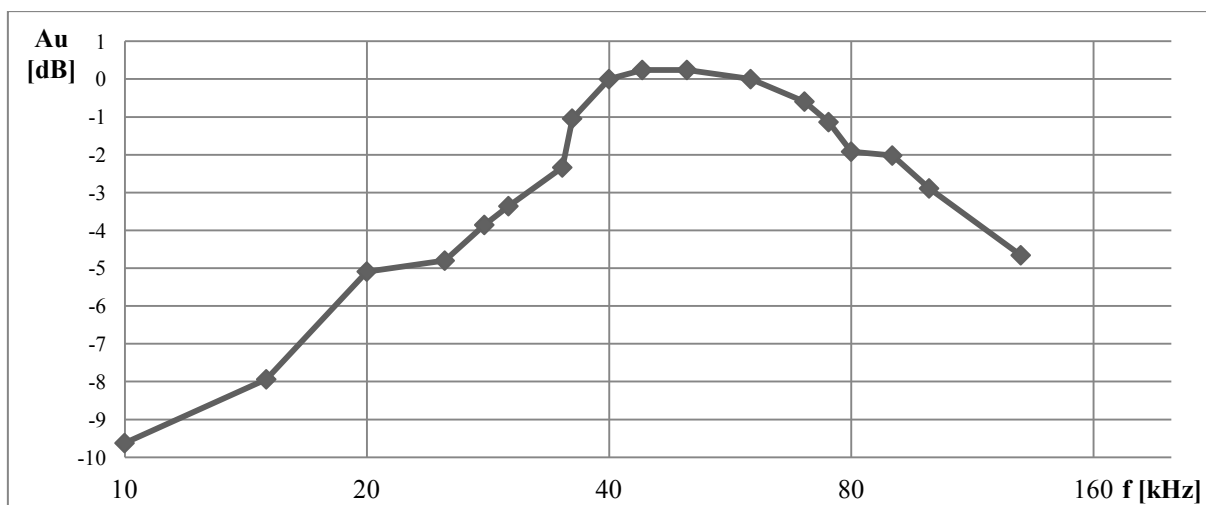
<b>R<sub>1</sub></b>	20 kΩ
<b>C</b>	1 nF
<b>L</b>	0,1 H

Tabulka 7.21: Tabulka naměřených hodnot pro horní propusti ze zapojení č.4

<b>f [kHz]</b>	<b>10</b>	<b>15</b>	<b>20</b>	<b>25</b>	<b>28</b>	<b>30</b>	<b>35</b>	<b>36</b>	<b>40</b>
<b>U<sub>1</sub> [V]</b>	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12
<b>U<sub>2</sub> [V]</b>	0,7	0,85	0,18	1,236	1,36	1,44	1,62	1,88	2,12
<b>Au[dB]</b>	-9,624	-7,938	-21,421	-4,686	-3,856	-3,359	-2,337	-1,044	0
<b>f [kHz]</b>	<b>44</b>	<b>50</b>	<b>60</b>	<b>70</b>	<b>75</b>	<b>80</b>	<b>90</b>	<b>100</b>	<b>130</b>
<b>U<sub>1</sub> [V]</b>	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12	2,12
<b>U<sub>2</sub> [V]</b>	2,18	2,18	2,12	1,98	1,86	1,7	1,68	1,52	1,24
<b>Au[dB]</b>	0,2424	0,2424	0	-0,593	-1,136	-1,918	-2,021	-2,89	-4,658



Obrázek 7.21: Kmitočtová charakteristika horní propusti ze zapojení č.4 (snap)



Obrázek 7.22: Kmitočtová charakteristika naměřené horní propusti ze zapojení č.4

## Varianta 2: Měření pásmové propusti

Použité velikosti součástek jsou v tabulce č. 7.22.

Tabulka 7.22: Hodnoty použitých součástek

<b>R<sub>1</sub></b>	20 kΩ
<b>C<sub>1</sub></b>	1 nF
<b>C<sub>2</sub></b>	1 nF
<b>L</b>	0,4 H
<b>Q</b>	25

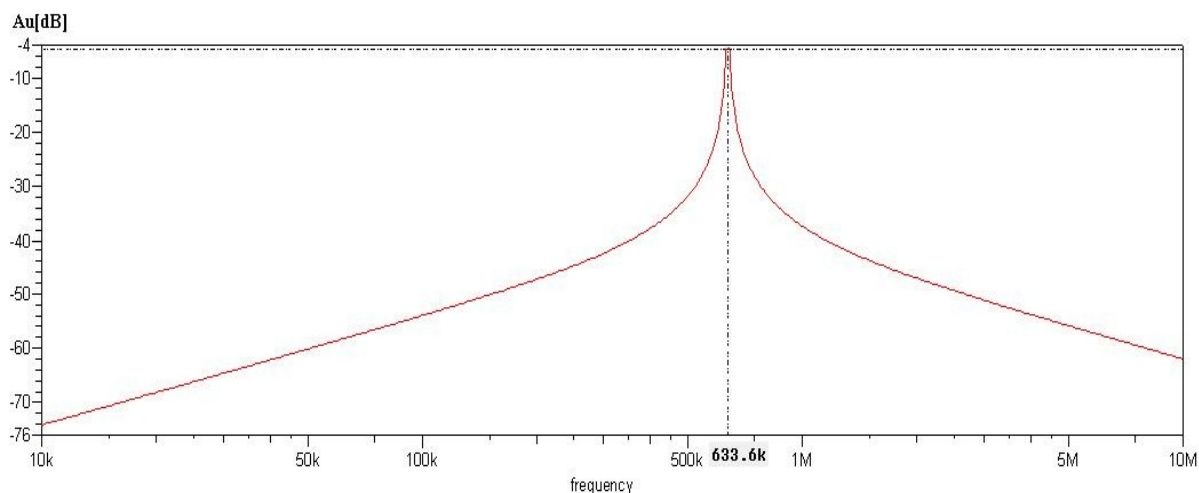
<b>R<sub>1</sub></b>	20 kΩ
<b>C<sub>1</sub></b>	10 nF
<b>C<sub>2</sub></b>	10 nF
<b>L</b>	1 H
<b>Q</b>	27

Tabulka 7.23: Tabulka naměřených hodnot pro pásmové propusti ze zapojení č.4

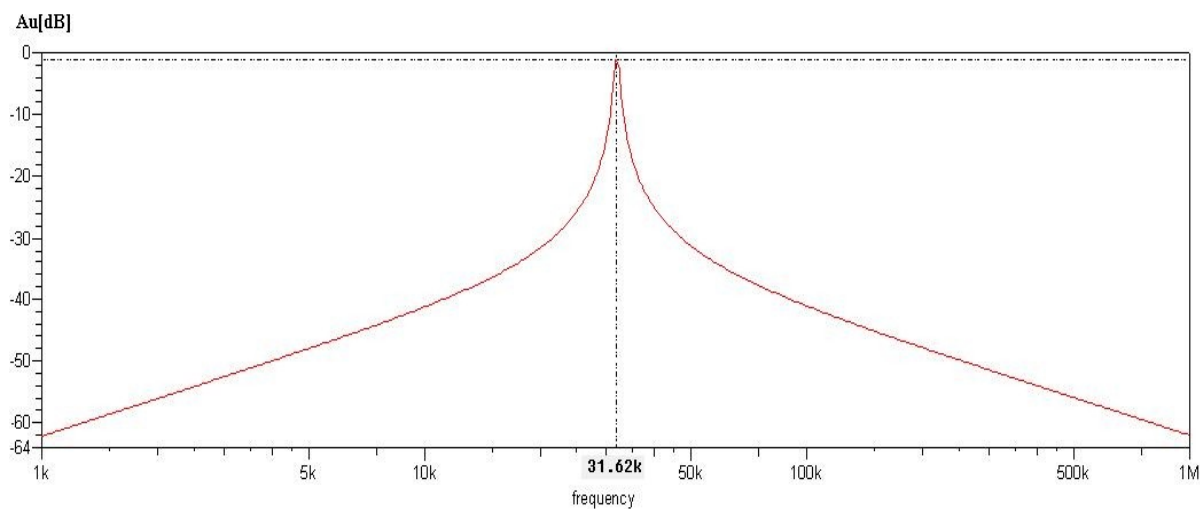
<b>f [kHz]</b>	<b>100</b>	<b>500</b>	<b>600</b>	<b>700</b>	<b>710</b>	<b>720</b>	<b>730</b>	<b>740</b>	<b>750</b>	<b>754</b>
<b>U<sub>1</sub>[V]</b>	0,044	0,0472	0,048	0,048	0,048	0,048	0,048	0,048	0,048	0,048
<b>U<sub>2</sub>[V]</b>	0,0074	0,0086	0,009	0,0094	0,01	0,0116	0,0128	0,0134	0,0178	0,0245
<b>Au[dB]</b>	-15,48	-14,79	-14,539	-14,16	-13,62	-12,34	-11,48	-11,08	-8,616	-5,841
<b>f [kHz]</b>	<b>756</b>	<b>757</b>	<b>760</b>	<b>765</b>	<b>770</b>	<b>780</b>	<b>790</b>	<b>800</b>	<b>900</b>	<b>1000</b>
<b>U<sub>1</sub>[V]</b>	0,048	0,048	0,0488	0,0488	0,0488	0,0488	0,0488	0,048	0,0488	0,0488
<b>U<sub>2</sub>[V]</b>	0,0332	0,0338	0,0314	0,0312	0,0274	0,0222	0,018	0,013	0,0108	0,0074
<b>Au[dB]</b>	-3,202	-3,046	-3,829	-3,885	-5,013	-6,841	-8,662	-11,35	-13,1	-16,38

Tabulka 7.24: Tabulka naměřených hodnot pro pásmové propusti ze zapojení č.4

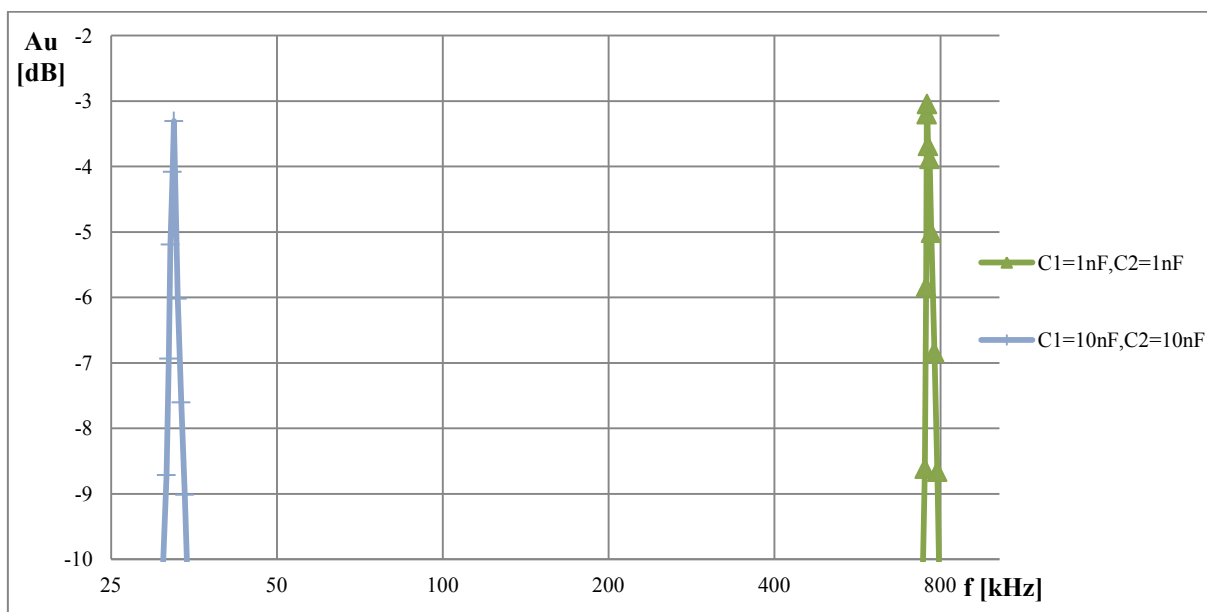
<b>f [kHz]</b>	<b>10</b>	<b>20</b>	<b>25</b>	<b>30</b>	<b>31</b>	<b>31,5</b>	<b>31,8</b>	<b>32</b>	<b>32,3</b>
<b>U<sub>1</sub>[V]</b>	0,048	0,048	0,048	0,048	0,048	0,048	0,048	0,048	0,048
<b>U<sub>2</sub>[V]</b>	0,0076	0,0073	0,0084	0,0116	0,0148	0,0176	0,0216	0,0264	0,03
<b>Au[dB]</b>	-16,009	-16,358	-15,139	-12,336	-10,22	-8,715	-6,936	-5,193	-4,082
<b>f [kHz]</b>	<b>32,5</b>	<b>33</b>	<b>33,5</b>	<b>34</b>	<b>35</b>	<b>42</b>	<b>45</b>	<b>50</b>	
<b>U<sub>1</sub>[V]</b>	0,048	0,048	0,048	0,048	0,048	0,048	0,048	0,048	
<b>U<sub>2</sub>[V]</b>	0,0328	0,024	0,02	0,017	0,126	0,00424	0,00344	0,00312	
<b>Au[dB]</b>	-3,307	-6,021	-7,604	-9,016	-11,617	-21,078	-22,894	-23,742	



Obrázek 7.23: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti ze zapojení č.4 (snap)



Obrázek 7.24: Kmitočtová charakteristika pásmové propusti ze zapojení č.4 (snap)



Obrázek 7.25: Kmitočtová charakteristika naměřené pásmové propusti ze zapojení č.4

Zde můžete porovnat rozdíl dvou různě zvolených velikostí kondenzátorů ve stejném obvodu. Z legendy grafu na obrázku č. 7.25 je vidět, že modrá křivka má mnohem nižší mezní kmitočet, protože použité kondenzátory v obvodu byly vyšších hodnot, než u zelené křivky. Obě křivky mají poměrně úzké propustné pásmo, díky velkému rezistoru  $R_1$  na vstupu obvodu. Díky tomu má filtr velký činitelem jakosti a je tím pádem kvalitnější. Podobné souvislosti lze pozorovat u všech měřených obvodů na frekvenčních charakteristikách zobrazených v předchozí části této práci (na obrázcích č. 7.1 až 7.22).

## Porovnání všech zapojení horní propusti:

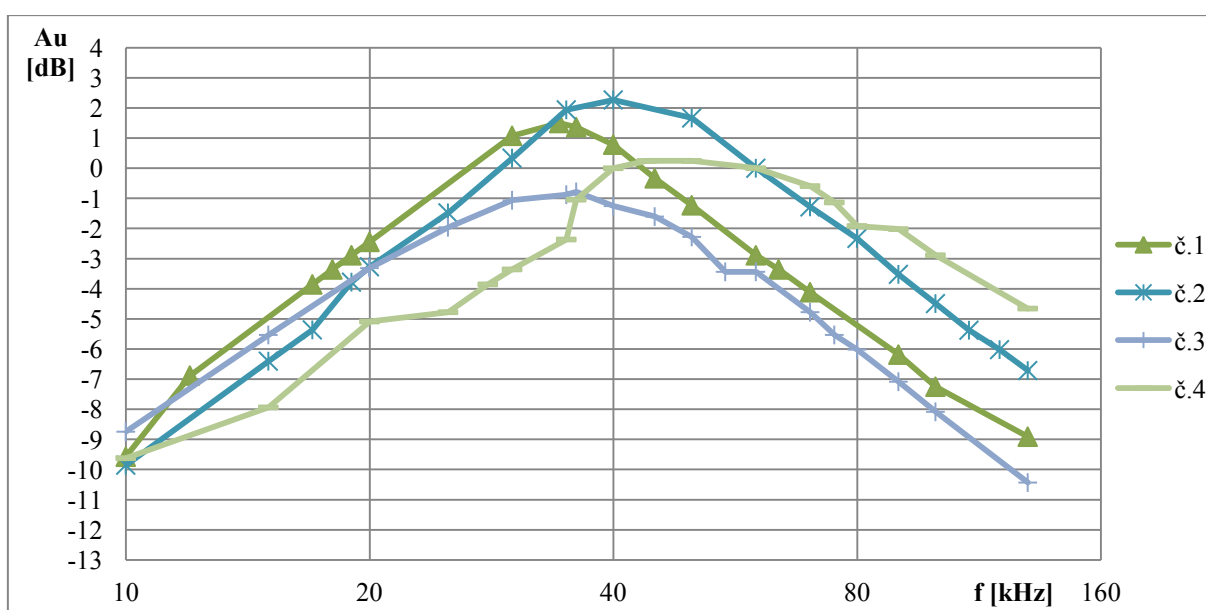
Použité velikosti součástek jsou v tabulce č. 7.25.

Tabulka 7.25: Hodnoty použitých součástek

$R_1$	20k $\Omega$
$C_2$	1nF
$L$	0,1 H

Tabulka 7.26: Tabulka naměřených hodnot pro horní propusti ze zapojení č. 1,2,3,4

f[kHz]	Au[dB]	f[kHz]	Au[dB]	f[kHz]	Au[dB]	f[kHz]	Au[dB]
10	-9,575	10	-9,855	10	-8,745	10	-9,624
12	-6,881	15	-6,404	15	-5,533	15	-7,938
17	-3,856	17	-5,365	20	-3,316	20	-5,089
18	-3,359	19	-3,781	25	-1,959	25	-4,779
19	-2,89	20	-3,27	30	-1,065	28	-3,855
20	-2,444	25	-1,482	35	-0,878	30	-3,359
30	1,078	30	0,334	36	-0,786	35	-2,366
34,3	1,501	35	1,938	40	-1,256	36	-1,043
36	1,362	40	2,266	45	-1,606	40	0
40	0,783	50	1,667	50	-2,279	44	0,242
45	-0,334	60	0	55	-3,439	50	0,242
50	-1,231	70	-1,282	60	-3,439	60	0
60	-2,89	80	-2,33	70	-4,778	70	-0,593
64	-3,359	90	-3,522	75	-5,533	75	-1,136
70	-4,115	100	-4,493	80	-6,021	80	-1,917
90	-6,186	110	-5,377	90	-7,086	90	-2,02
100	-7,251	120	-6,021	100	-8,085	100	-2,889
130	-8,91	130	-6,716	130	-10,433	130	-4,658



Obrázek 7.27: Kmitočtová charakteristika HP porovnávající zapojení č. 1,2,3,4

Na obrázku č. 7.27 je frekvenční charakteristika filtru fungujícího jako horní propust. Pro možnost porovnat všechna čtyři zapojení mezi sebou. Při stejných hodnotách použitých součástek (tabulka č. 7.25) a simulované indukčnosti  $L = 0,1\text{H}$ . Výsledné křivky vychází z tabulky č. 7.26 kdy na vodorovné ose je vynesena frekvence a na svislé napěťové zesílení.

Z grafu je vidět, že všechna zapojení mají křivky velmi podobné. Mezní frekvence je v rozmezí 20 až 35kHz, teoreticky vypočtená hodnota mezní frekvence je 31,83kHz. Teoreticky by mělo být propustné pásmo až do nekonečna, prakticky tomu tak však není.

Proto se dá považovat za nejlepší zapojení to, které pracuje do nejvyšší dostatečně propustné frekvence. Z těchto výsledků to vychází na zapojení č. 4 s operačními transkonduktačními zesilovači. Jeho propustné pásmo (-3dB) dosahuje až do hodnoty 100kHz oproti ostatním zapojením, u kterých se tato hodnota pohybuje v rozmezí 60 až 80 kHz.

## Porovnání všech zapojení pásmové propusti:

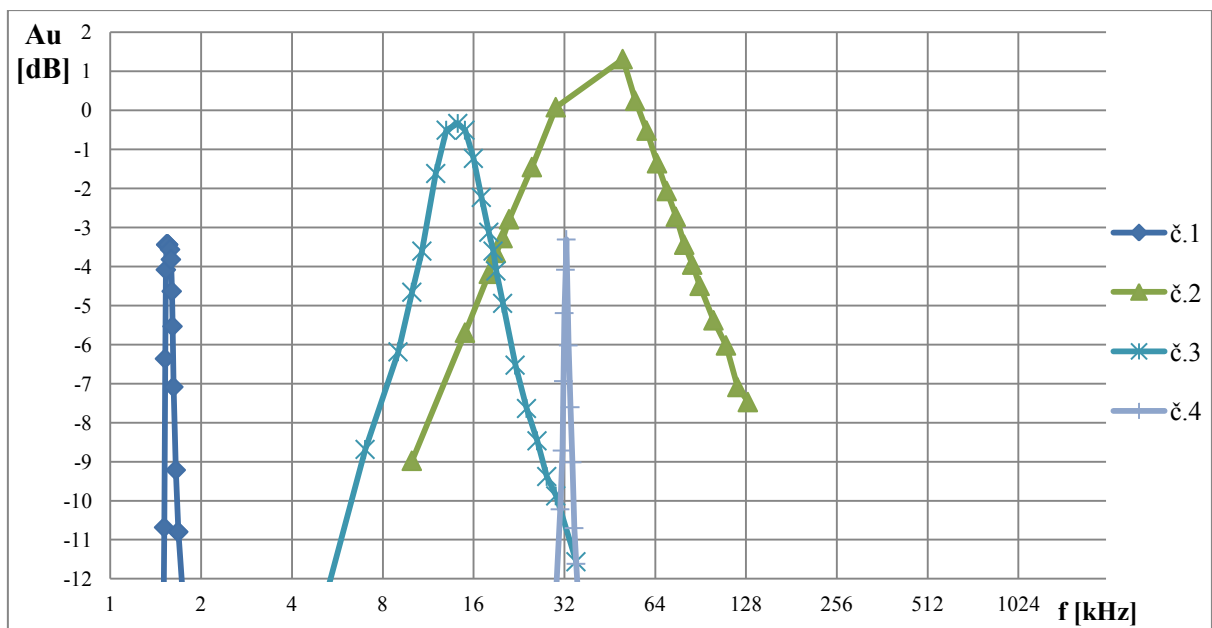
Použité velikosti součástek jsou v tabulce č. 7.27.

Tabulka 7.27: Hodnoty použitých součástek

<b>R<sub>1</sub></b>	20 kΩ
<b>R<sub>g</sub></b>	10 kΩ
<b>C<sub>1</sub></b>	1-100 nF
<b>C<sub>2</sub></b>	1 nF
<b>L</b>	0,1-1 H

Tabulka 7.28: Tabulka naměřených hodnot pro pásmové propusti ze zapojení č. 1,2,3,4

f[kHz]	Au[dB]	f[kHz]	Au[dB]	f[kHz]	Au[dB]	f[kHz]	Au[dB]
1,5	-13,492	10	-8,9766	5	-12,902	10	-16,008
1,51	-10,683	15	-5,6928	7	-8,6848	20	-16,008
1,52	-6,3613	18	-4,1852	9	-6,1861	25	-15,139
1,53	-4,0824	19	-3,6505	10	-4,6583	28	-14,349
1,534	-3,4387	20	-3,27	10,8	-3,6042	30	-12,336
1,54	-3,4387	21	-2,7874	12	-1,6165	31	-10,22
1,542	-3,4387	25	-1,451	13	-0,5061	31,5	-8,715
1,545	-3,4387	30	0,08312	14,2	-0,3341	31,8	-6,936
1,548	-3,4387	50	1,31504	15	-0,5061	32	-5,193
1,55	-3,4387	55	0,24701	16	-1,2304	32,3	-4,082
1,553	-3,4387	60	-0,5161	17	-2,2298	32,5	-3,307
1,558	-3,4387	65	-1,3529	18	-3,1215	33	-6,021
1,58	-3,5637	70	-2,0644	18,6	-3,6042	33,5	-7,604
1,59	-3,8192	75	-2,7244	19	-4,1152	34	-9,016
1,6	-4,6341	80	-3,4387	20	-4,9431	34,5	-10,702
1,61	-5,5334	85	-3,9498	22	-6,5267	35	-11,617
1,62	-7,0855	90	-4,4928	24	-7,6371	36	-13,284
1,65	-9,2146	100	-5,3769	26	-8,4649	37	-13,979
1,68	-10,798	110	-6,0206	28	-9,3801	42	-21,078
1,68	-10,798	120	-7,0855	30	-9,8765	45	-22,894
1,8	-14,106	130	-7,4716	35	-11,563	50	-23,742



Obrázek 7.28: Kmitočtová charakteristika PP porovnávající zapojení č. 1,2,3,4

Na obrázku č. 7.28 jsou opět frekvenční charakteristiky všech čtyř zapojení pro možnost porovnat je mezi sebou, při hodnotách podobných použitých součástek (tabulka č. 7.27). Výsledné křivky vychází z tabulky č. 7.28.

Z grafu je vidět, že zapojení se už tolik nepodobají. Je to způsobené použitím odlišných velikostí kondenzátoru  $C_1$ . Důvody jsou, že obvod při stejných hodnotách součástek nešel odměřit, protože se rozkmital, nebo se výstupní signál zdeformoval tak, že nešlo odečítat výstupní napětí z osciloskopu.

Nejlepší zapojení z těchto výsledků vychází opět na zapojení č. 4 s operačními transkonduktačními zesilovači, je ale více tlumené, než například zapojení č. 2, která má zesílení 1,3 dB. Jeho propustné pásmo je v rozsahu 20 až 80 kHz. Zapojení č. 4 má velmi úzké propustné pásmo oproti ostatním zapojením a to méně než 1 kHz. To značí obvod s vyšším činitelem jakosti, který má úzkou křivku (šířku pásma).

---

## 8 Závěr

V této práci jsou popsány základní informace a vlastnosti gyrátoru, jeho obvodová řešení a možnosti využití. Popsáno bylo také několik možností realizace aktivních filtrů pomocí funkčních bloků, které jsem částečně využil v praktické části bakalářské práce.

Při ověřování funkčnosti gyrátoru jsem sestavoval čtyři zapojení, kdy ke konstrukci prvních třech jsem využíval operační zesilovač LM138N. Čtvrté zapojení se lišilo od předchozích, použitím moderního prvku v podobě operačního transkonduktačního zesilovače LM13700N.

Zapojení obsahující operační zesilovače LM138N nepracovala správně na takových kmitočtech jako operační transkonduktační zesilovače. Obsahovali spoustu pasivních součástek, tudíž byly více rušeny parazitními vlivy a konstrukcí pasivních součástek. Prověřované obvody měli v mnoha případech v propustných oblastech větší útlum a v nepropustných zase menší než obvody simulované v programu SNAP. Z kmitočtového hlediska se přenosové funkce chovali přibližně stejně jako simulované.

V praktické části jsem prozkoušel mnoho různých kombinací, jak lze spojovat různě velké hodnoty pasivních součástek, abych docílil funkčního zapojení a zároveň zjistil ideální poměry ve velikostech rezistorů a kondenzátorů pro každé zapojení. Po obvodu požaduji co nejlepší parametry převážně u mezní frekvence filtrů, co největší frekvenční rozsah a vysoký činitel jakosti.

Z měření bylo zjištěno, že se zvětšujícím se rezistorem na vstupu obvodu dostaneme obvod s užší šířkou pásma a tím vyšší činitel jakosti filtru. Rezistor má ovšem určitá omezení, kdy se mi podařilo odměřit pouze obvod č. 4 s rezistorem  $100\text{k}\Omega$  na vstupu obvodu. U ostatních zapojení se obvod rozkmital nebo se výstupní signál zdeformoval a nebylo možné jej změřit. Jako ideální velikost vstupního rezistoru jsem určil hodnotu  $20\text{k}\Omega$ . Při které se všechny obvody chovaly přibližně stejně, jako tomu bylo v porovnání s frekvenčními charakteristikami simulovanými v programu SNAP. Bohužel ne v celém frekvenčním spektru, ale jen v určitém pásmu. V programu SNAP byly použity ideální parametry součástek, proto se u některých změřených obvodů výsledky příliš neshodovaly.

Dalším důležitým poznatkem při realizaci obvodů je správné zvolení kondenzátoru na vstupu při měření pásmové propusti. Tento kondenzátor má velký vliv na to, kde se bude nacházet mezní frekvence filtru. Čím menší kondenzátor se použije, tím vyšší mezní frekvence filtr dosáhne. Záleží také na velikosti ostatních součástek v obvodu jako například na operačních zesilovačích, které se asi při  $100\text{kHz}$  začaly chovat jako dolní propust a díky tomu se při měření horní propusti obvod jevil jako pásmová propust. Úkolem, také bylo simulovat různě velké indukčnosti. Jejich velikosti byly závislé na použitém kondenzátoru na výstupu obvodů, kde sloužil jako zátěž a na rezistorech použitých v obvodu.

Z toho vyplývá, jestliže chceme získat filtr s nejlepšími parametry je potřeba volit vysoký vstupní odpor  $R_1(20\text{k}\Omega$  a víc) a co nejmenší kondenzátor na výstupu ( $1\text{nF}$  a menší).

Nejlepší zapojení je s transkonduktačním zesilovačem, dokáže u zapojení jako horní propust (derivační článek) propouštět signál po nejvyšší frekvenci oproti ostatním zapojením. Taktéž u pásmové propusti dokáže obvod správně fungovat při frekvenci až  $800\text{kHz}$ , čemuž se ostatní obvody zdaleka neblížily.

Jeho dobré výsledky přiřazuji tomu, že celý obvod je obsažen v integrovaném obvodu, podle katalogového listu má oproti LM138N lepší parametry a je mnohem modernější prvkem používající se ve filtrech v dnešní době.

---

## Použitá literatura

- [1] ULRICH TIETZE, Christoph Schenk a Tl. Adam BŁASZKOWSKI. *Układy półprzewodnikowe*. Wyd. 2 całk. zm. i popr. Warszawa: Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1987. ISBN 83-204-0875-X.
- [2] TIETZE, Ulrich a Christoph SCHENK. *Electronic circuits: design and applications*. Berlin: Springer-Verlag, 1991, xiii, 928 s. ISBN 35-405-0608-X.
- [3] KVASIL, Josef. *Mikroelektronické transformační bloky*. 1. vyd. Praha: SNTL, 1981, 221 s.
- [4] Dostál, T., Axman, V.: *Elektrické filtry*. Učební elektronické texty FEKT VUT, Brno, 2004.
- [5] PUNČOCHÁŘ, Josef. *Operační zesilovače v elektronice*. 4., dopl. vyd. Praha: BEN, 1999, 352 s. ISBN 80-860-5637-6.
- [6] R. L. Geiger and E. Sánchez-Sinencio, "Active Filter Design Operational Transconductance Amplifiers: A Tutorial," *IEEE Circuits and Devices Magazine*, Vol. 1, pp. 20-32, March 1985.
- [7] VALKENBURG, M. *Analog Filter Design*. Oxford: Oxford University Press, 1982, xi, 608 s. ISBN 978-0-19-510734-0.
- [8] LABUDÍK, Marek. *Aplikace syntetických bloků při syntéze elektronických obvodů*. Brno, 2011. Bakalářská práce. VUT Brno. Vedoucí práce Ing. Jiří Petržela, Ph.D.
- [9] SUCHÁNEK, Tomáš. *Kmitočtový filtr: Frequency filter*. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. Bakalářská práce. VUT Brno.
- [10] VOTÝPKA, František. *Aplikace moderních funkčních bloků v harmonických oscilátorech: Application of modern active blocks in harmonic oscillators*. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. Diplomová práce. VUT Brno. Vedoucí práce Ing. Josef Slezák.
- [11] MACH, Ladislav. *Aplikace SI, superinduktorů a FDNR v kmitočtových filtrech: Application of SI, superinductors and FDNR in frequency filters*. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. Bakalářská práce. VUT Brno. Vedoucí práce Ing. Jiří Petržela, Ph.D.
- [12] KOTON, J, MINARČÍK, M. *Analýza obvodů s proudovými konvejory*: Publikace v internetovém magazínu Elektorevue [online]. 18. 10. 2006 [cit. 2013-04-02]. Dostupné z: <http://www.elektorevue.cz/clanky/06039/index.html>
- [13] Gyrator - Wikipedia, the free encyclopedia. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001-, 26 February 2013 [cit. 2013-03-06]. Dostupné z: <http://en.wikipedia.org/wiki/Gyrator>
- [14] NOVOTNÝ, V. Emulace induktoru pro realizaci aktivních filtrů. [i]Elektorevue[/i] [online]. 2003, 1, [cit. 2013-03-02]. Dostupný z WWW: <<http://www.elektorevue.cz/clanky/03001/index.html>>. ISSN 1213-1539.
- [15] BAZALA, D. *Frekvenční pásmová propust*. [online]. [cit. 2013-04-02]. Dostupné z: [http://www.amapro.cz/public/ele/filtr\\_pp.php](http://www.amapro.cz/public/ele/filtr_pp.php)
- [16] *Filtry: Aktivní filtry*. In: [online]. [cit. 2013-04-02]. Dostupné z: <http://fei1.vsb.cz/kat430/old/Studium/Materialy/TPREP/Filtry.pdf>

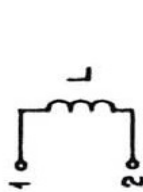
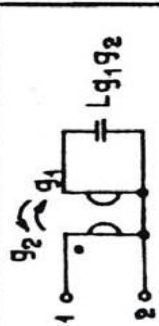
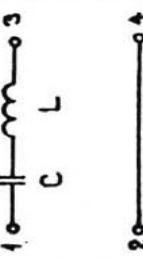
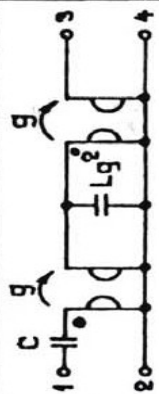
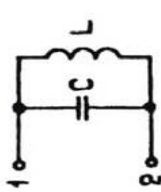
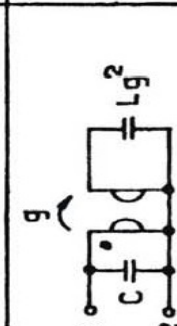
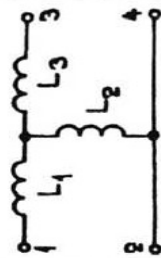
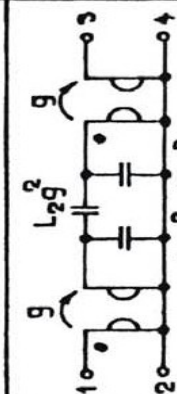
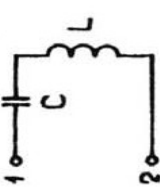
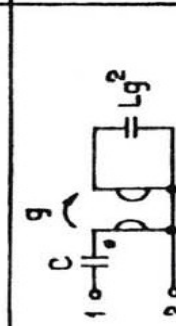
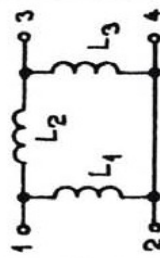
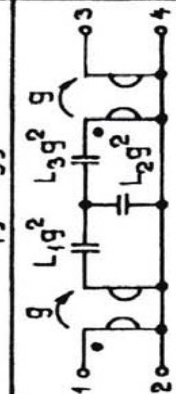
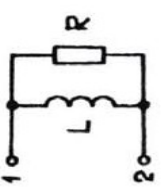
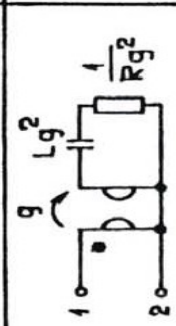
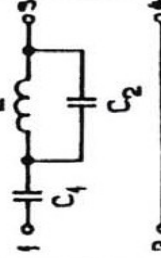
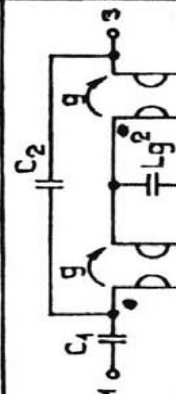
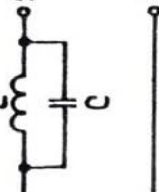
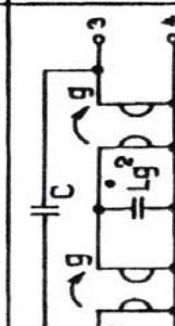


- 
- [17] *Katalogový list k obvodu LM 13700N*. Texas Instruments, 1999  
URL:<<http://ti.com/lit/ds/symmlink/lm13700.pdf>>
- [18] *Katalogový list k obvodu LM 348N*. Texas Instruments, 1979  
URL:<<http://ti.com/lit/ds/symmlink/lm348.pdf>>

---

## Seznam příloh

Příloha.A: Využití gyrátorů k simulaci částí (podobvodů) filtrů.....	I
--	---

	PROTOTYP	EKVIVALENT		PROTOTYP	EKVIVALENT
1			6		
2			7		
3			8		
4			9		
5			10	